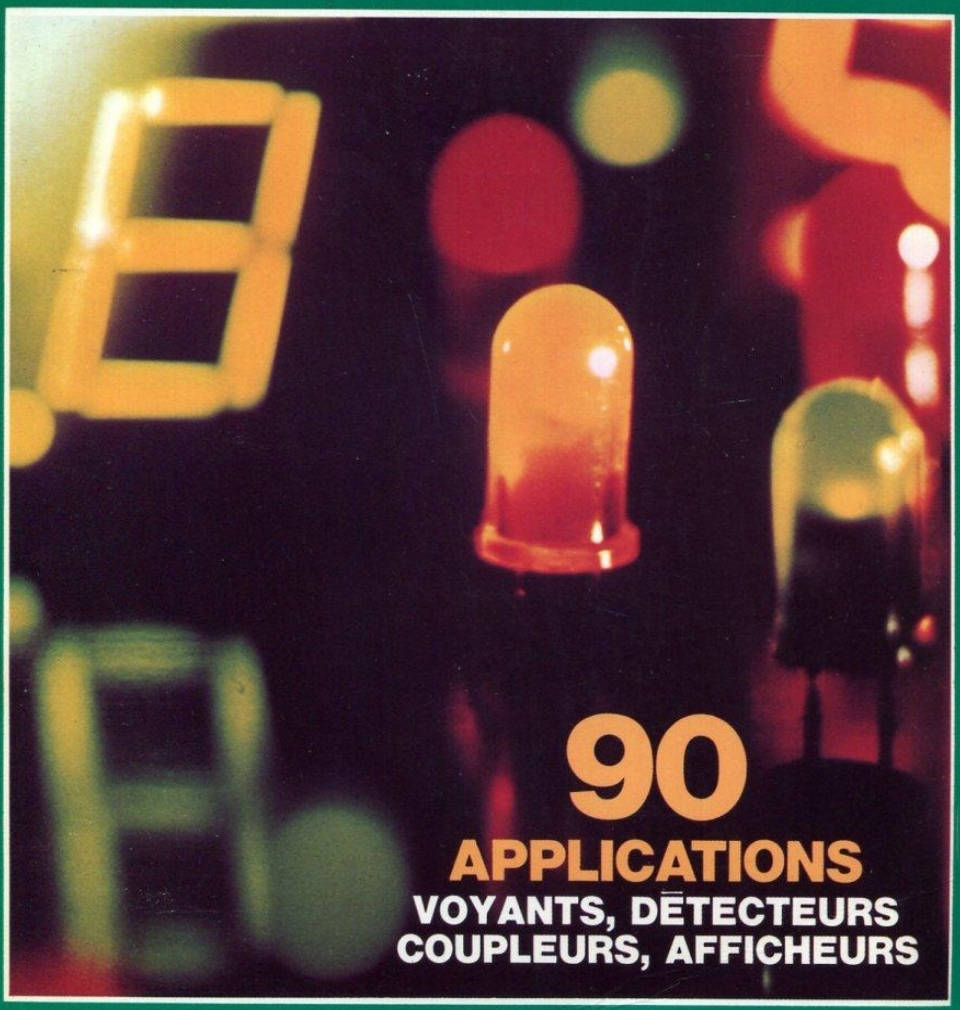
L. HÉDENCOURT - H. LILEN

# OPTO ELECTRONIQUE

## LES MEILLEURS SCHÉMAS D'APPLICATIONS




EDITIONS RADIO

*COLLECTION*

**LES MEILLEURS SCHÉMAS D'APPLICATIONS**

# OPTO-ÉLECTRONIQUE

# 90

## APPLICATIONS

**VOYANTS, DETECTEURS**
**COUPLEURS, AFFICHEURS**

L. HÉDENCOURT - H. LILEN

S. E. C. F.

Éditions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

TEL. 329.63.70

© Éditions Radio, Paris, 1979

Tous droits de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : Juin 1983
Éditeur n° 936 – Imprimeur n° 778698
ISBN 2 7091 0774 0

# Liste des chapitres

I. — Émetteurs de lumière : les LED . . . . . 7

Applications des led . . . . . 29

II. — Réseaux de LED . . . . . 53

Applications des réseaux de led . . . . . 69

III. — Les photorécepteurs . . . . . 83

Applications des photorécepteurs . . . . . 93

IV. — Les photocoupleurs . . . . . 145

Applications des photocoupleurs . . . . . 169

V. — Les afficheurs . . . . . 199

Applications des afficheurs . . . . . 217

Appendice — Tableaux complémentaires . . . . . 245

Bibliographie 251

Table des matières 253

CHAPITRE PREMIER

# Émetteurs de lumière : les LED

*Les émetteurs de lumière sont des diodes appelées LED (pour « light emitting diode »). Ce chapitre expose leur fonctionnement et le principe de leurs applications.*

## 1. HISTORIQUE

Depuis bien des années, on connaît ce phénomène qu'est l'électroluminescence dans les solides. Son application la plus commune réside peut-être dans les écrans de télévision; la forme d'électroluminescence qui s'y manifeste, plus connue sous le nom de *cathodoluminescence*, est créée par la collision d'électrons à haute énergie avec le luminophore déposé sur la face avant du tube.

L'émission de lumière, de photons par conséquent, à partir d'une jonction PN a, elle, été notée dès 1923 par LOSSEW. Ce dernier l'observait alors en appliquant à des cristaux de carbure de silicium (SiC) des contacts électriques redresseurs. Bien des années plus tard, vers 1953, LEHOVEC puis d'autres chercheurs ont fourni l'explication de ce phénomène sur la base de la théorie moderne des semiconducteurs. Selon celle-ci, l'électroluminescence provient de la recombinaison radiative des porteurs de charge injectés au voisinage, soit d'un contact redresseur métal-semiconducteur, soit d'une jonction PN.

Dès les premières années 60, des recherches intensives sont ensuite entreprises dans bien des laboratoires, portant sur les propriétés optiques des semiconducteurs et plus particulièrement de certains composés intermétalliques III-V, en particulier l'arséniure de gallium (AsGa), qui se prêtent mieux à ce type d'électroluminescence.

Si l'on compare la luminance de ces sources à semiconducteurs à celle de sources de lumière classiques telle qu'un filament de tungstène à 3 000 °K, on constate qu'elles sont très voisines. Par contre, leur spectre d'émission, au lieu de couvrir tout le domaine visible et même le proche infrarouge, présente une raie étroite, aussi bien pour une diode électroluminescente

que pour une diode laser : la lumière émise est pratiquement monochromatique. D'autre part, on peut la moduler à haute fréquence : 1 GHz et au-delà. Enfin, et dans bien des cas, l'émission de lumière est localisée.

On ajoutera à ces caractéristiques le faible encombrement des sources, leur faible tension d'alimentation et leur fiabilité afin de brosser l'essentiel de leurs avantages.

Ainsi, vers le milieu des années 60 a-t-on commencé à les utiliser pour l'*affichage*. Parallèlement, la physique du solide progressant, on a pu fabriquer des dispositifs récepteurs à semiconducteur de grandes sensibilité et rapidité. Complétant admirablement les émetteurs, ils ont permis la réalisation de *photo-coupleurs* et d'*opto-isolateurs*.

Utilisées en émetteurs, les sources de lumière portent le nom de *diodes électrolumiscentes*, soit en abrégé LED, sigle qui provient de l'anglais : « light emitting diode ».

## 2. THÉORIE DE L'ÉLECTROLUMINESCENCE

La physique des solides et la théorie des semiconducteurs, en particulier, nous enseignent que les électrons dans les solides cristallins se situent à des niveaux d'énergie spécifiques. Ces niveaux, très proches les uns des autres, sont regroupés en « bandes d'énergie ». Ainsi, on trouve une *bande de valence* et une *bande de conduction*, séparées par une zone appelée *bande interdite* (fig. 1).

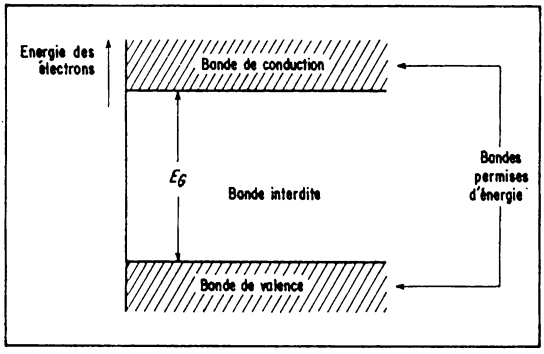



**Fig. 1. — Voici comment on représente les bandes d'énergie dans un cristal parfait.**

Un électron de la bande de valence qui acquiert un supplément d'énergie peut franchir la bande interdite pour se retrouver dans la bande de conduction; il laisse un *trou* à la place qu'il vient de quitter.

Le phénomène de *recombinaison* se manifeste lorsqu'un électron ou un trou est mis en présence d'un porteur de charge opposée. Une telle recombinaison peut être *radiative* ou non. Or, l'émission de lumière dans les semiconducteurs est due à un phénomène de *recombinaison radiative*.

Dans ce cas, une partie de l'énergie est émise sous forme de lumière (photons) alors qu'en recombinaison non radiative, l'excès d'énergie est dissipé sous forme de chaleur (phonons). La recombinaison radiative s'exerce (fig. 2) :

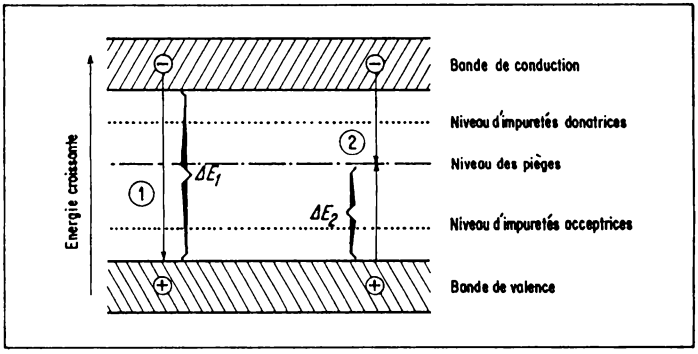



**Fig. 2. — Principe des recombinaisons bande à bande directe et indirecte.**

1) Soit de *bande à bande :* un électron de la bande de conduction franchit la zone interdite et se combine à un trou de la bande de valence. L'énergie qu'il cède est égale à la différence entre les énergies des états initial et final. Ce mécanisme est le plus fréquent et s'applique à des matériaux tels que l'arséniure de gallium. On dit qu'il s'agit d'une *recombinaison bande à bande*, ou *directe.*

2) Des imperfections dans le réseau cristallin du semiconducteur, dues aux impuretés, peuvent créer des « pièges » mettant en jeu d'autres niveaux d'énergie. La recombinaison s'effectue alors via ces centres et est dite *indirecte.*

## 3. UTILISATION D'UNE JONCTION PN

Pour que ce phénomène de recombinaison radiative se manifeste faut-il encore créer une forte population d'électrons dans la bande de conduction, et de trous dans la bande de valence. On l'obtient par injection de porteurs en polarisant, dans le sens direct, une jonction PN à semiconducteur. C'est ce processus qui est appliqué dans les diodes électroluminescentes et dans les diodes laser, le phénomène portant le nom d'*électroluminescence.*

Le même résultat aurait pu être obtenu, notons-le, en irradiant le cristal avec une source lumineuse d'énergie importante *(photoluminescence)* ou par bombardement électronique *(cathodoluminescence).*

Vue en coupe, une diode électroluminescente (ou : LED, pour *light emitting diode*, comme on l'a déjà précisé) se présente comme le montre

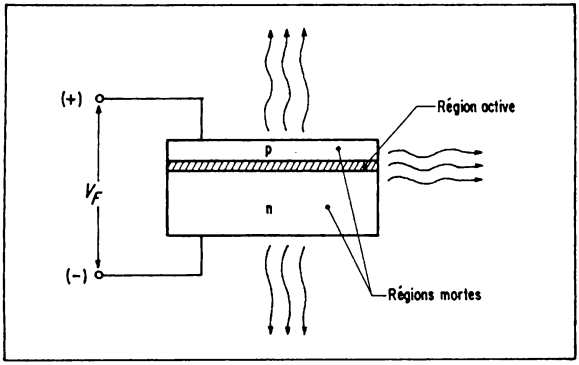



**Fig. 3. — Structure type d'une LED à l'AsGa. La lumière peut être émise dans diverses directions.**

la figure 3. La lumière peut être émise soit latéralement, soit perpendiculairement à travers la mince couche N ou P, selon fabrication.

## 4. RENDEMENTS DES LED

Parce que toutes les recombinaisons ne sont pas accompagnées d'une émission de photons, on est amené à définir un *rendement quantique interne* de la diode, noté $\eta_{int}$, qui dépend de multiples facteurs.

D'autre part, la lumière créée doit traverser une fraction du matériau puis en sortir, c'est-à-dire passer d'un milieu caractérisé par un certain indice à un milieu d'indice 1. Des pertes de puissance sont alors causées par réflexion et absorption, ce qui conduit à définir un *rendement quantique externe*, noté $\eta_{ext}$.

Traduisant le rapport entre le nombre de photons réellement émis vers l'extérieur et le nombre d'électrons qui leur a donné naissance, ce rendement quantique externe est plus aisément apprécié en milliwatts par ampère (mW/A), ce qui constitue un rapport entre *flux énergétique* et *courant qui lui a donné naissance*. Le flux énergétique représente la quantité totale d'énergie rayonnée par la source dans tout l'espace et par unité de temps.

Le *rendement optique* de la diode, noté $\eta_V$, est le rapport entre le flux lumineux, exprimé en lumens, et le flux énergétique. On trouvera, dans le tableau A, la liste des principales unités et leur désignation (et en appendice, les tables usuelles de conversion). Des valeurs courantes de rendement lumineux s'échelonnent entre 50 et 700 lm/W (lumens par watt). Ajoutons que, selon les auteurs, on traitera de *rendement optique*, de *rendement lumineux* ou d'*efficacité lumineuse*, ces termes pouvant apparaître synonymes.

A partir du flux énergétique, on définit encore l'*intensité énergétique* I qui caractérise la puissance optique P émise par la diode dans une direction déterminée par unité d'angle solide; elle peut s'exprimer en *watts par stéradian*, ou encore *microwatts par stéradian* (μW/sr). Des valeurs typiques seront de 100 μW/sr, par exemple.

**TABLEAU A - Principales unités**

| UNITÉS RADIOMÉTRIQUES SI | GRANDEURS | | UNITÉS PHOTOMÉTRIQUES °SI | °CGS | AUTRES |
|---|---|---|---|---|---|
| Watt (W) | Flux énergétique | Flux lumineux | lumen (lm) | lumen (lm) | lumen (lm) |
| Watt par stéradian (W/sr) | Intensité énergétique | Intensité lumineuse | candela (cd = lm/sr) | candela (cd = lm/sr) | candela (cd = lm/sr) |
| Watt par stéradian et par mètre carré $W/(sr.m^2)$ | Luminance énergétique radiance) | Luminance (brillance) | nit ($nt = cd/m^2$) | stilb ($sb = cd/cm^2$) | Apostilb ($asb = lm/\pi nt$ Lambert $L = 1/\pi sb$ Pied Lambert (fL) |
| Watt par mètre carré ($W/m^2$) | Eclairement, Emittance énergétiques | Eclairement Emittance | Lux ($lx = lm/m^2$) | phot ($ph = lm/cm^2$) | footcandle ($fc = lm/ft^2$) |

° UNITÉS DÉRIVÉES DE

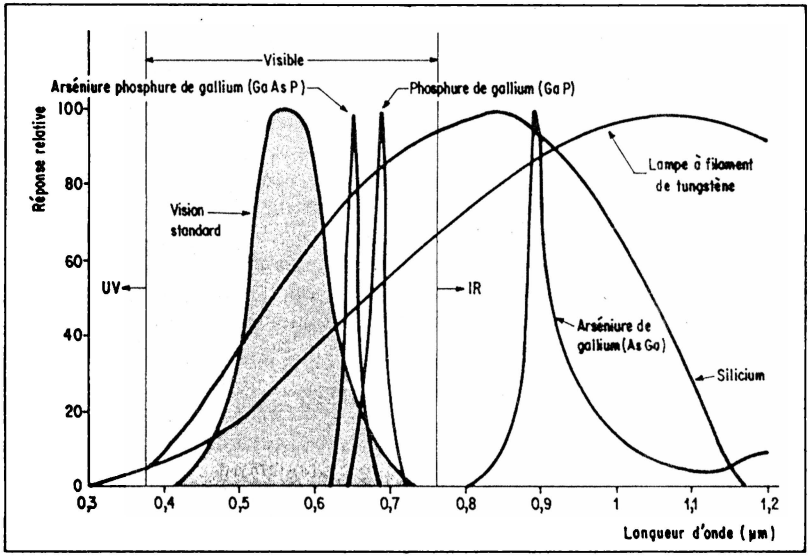



**Fig. 4. — Efficacité relative (rendement lumineux ou sensibilité) de quelques émetteurs et récepteurs types en fonction de la longueur d'onde.**

Autre grandeur que l'on rencontrera, la *luminance énergétique* caractérise la « radiance » ou luminance (ou brillance) de la source elle-même et s'évalue en *watts par stéradian et par mètre carré* [$W/(sr \cdot m^2)$].

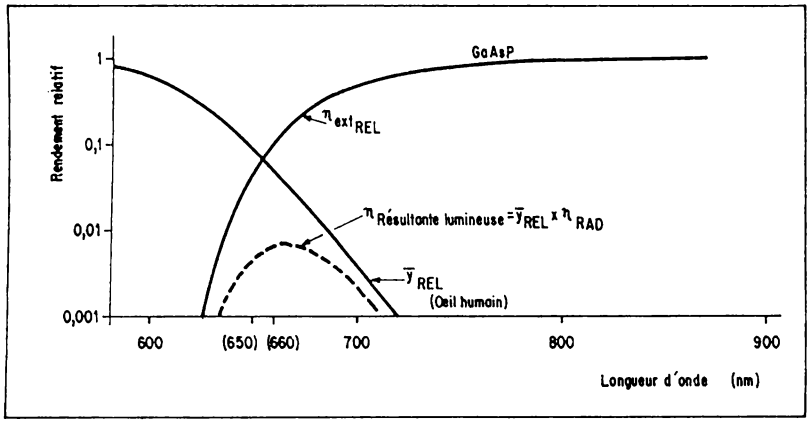



**Fig. 5. — Un émetteur au GaAsP associé à un œil humain en tant que récepteur constitue un système dont le maximum d'efficacité se situe vers 655 nanomètres.**

Enfin, l'*éclairement* et l'*émittance énergétiques* (l'éclairement se référant à la puissance incidente et l'émittance à la puissance émise rayonnée) se mesurent en *watts par mètre carré* ($W/m^2$).

En pratique, toute appréciation de l'efficacité doit faire intervenir un récepteur, qu'il s'agisse de l'œil humain, du silicium ou de tout autre matériau. Des courbes relatives typiques sont tracées figure 4. La sensibilité relative de l'œil humain, notée Yrel, a son maximum vers 555 nm et couvre une gamme de 400 à 700 nm. Si l'on associe une diode à l'AsGaP et un œil humain, le produit de Yrel par le rendement quantique externe relatif de la diode mesure l'efficacité relative du système. Les courbes de la figure 5 montrent que le maximum se situe alors vers 655 nm.

## 5. LINÉARITÉ DE L'ÉMISSION

La puissance lumineuse émise par une LED dépend du courant d'excitation, dont il convient d'établir la valeur optimale.

De nombreuses causes réduisent le rendement d'une LED; lorsque la densité de courant (*ampères par centimètre carré* de la surface de la jonction PN) est faible, leur action prédomine. Il s'agira, par exemple, de densités inférieures à 1 $A/cm^2$, pour une diode type.

Ce courant s'accroissant (vers les 10 $A/cm^2$), les pertes se saturent et le rendement s'accroît. Pour des valeurs supérieures à quelque 100 $A/cm^2$, la densité de courant traversant la jonction tendra à réduire l'émission lumineuse.

Par conséquent, l'efficacité optimale est obtenue pour une densité de courant liée à la géométrie de la diode et à sa structure.

## 6. ASPECT PHYSIQUE DES LED

Les LED peuvent revêtir différentes structures physiques. La figure 6 illustre une structure *Hewlett-Packard;* il s'agit d'un dispositif GaAsP, où ce matériau a été déposé par épitaxie sur un substrat GaP ou GaAs dopé N. Le dopage *p* est assuré avec du zinc.

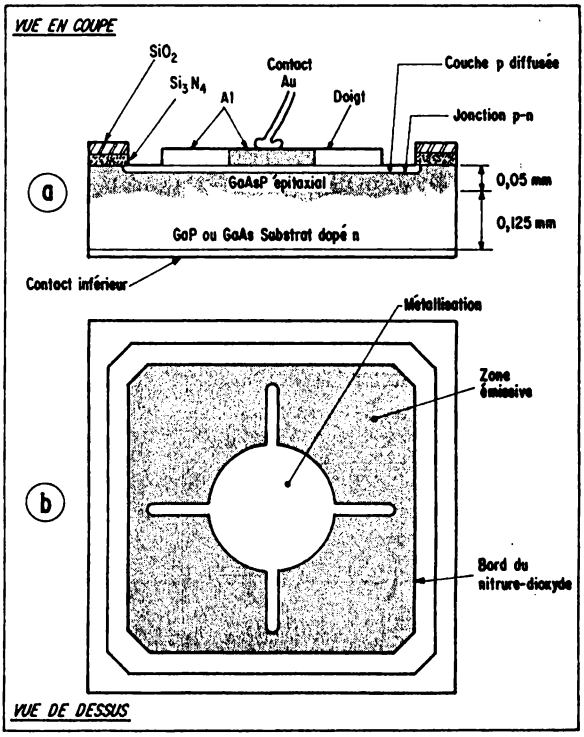



**Fig. 6. — Structure physique d'une LED de Hewlett-Packard.**

Le rendement de la diode diffère selon que le substrat est opaque ou transparent, cas respectifs du GaAs (opaque) et du GaP (transparent); une couche réfléchissante, si le substrat est transparent, améliore en effet ce rendement (fig. 7).

Évaluée empiriquement, la tension directe aux bornes d'une LED varie avec la température de $-1{,}3$ mV/°C à $-2{,}3$ mV/°C en fonction de la valeur du courant direct. Lorsque la température s'accroît, la longueur de l'onde émise s'accroît généralement, de quelque 0,2 nm/°C en bande directe, moitié moins environ en bande indirecte.

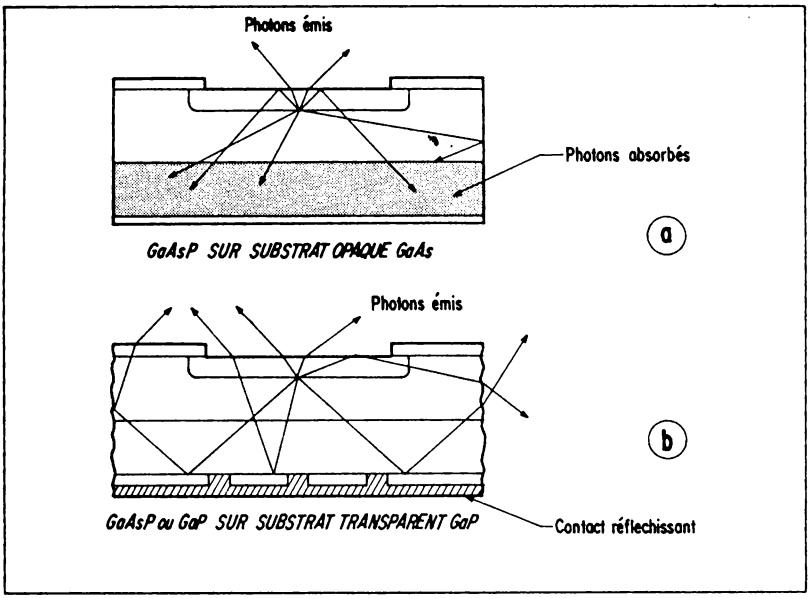



**Fig. 7. — Comment la lumière est émise, selon que le substrat est opaque (*a*) ou transparent, auquel cas une couche réfléchissante a été ajoutée (*b*).**

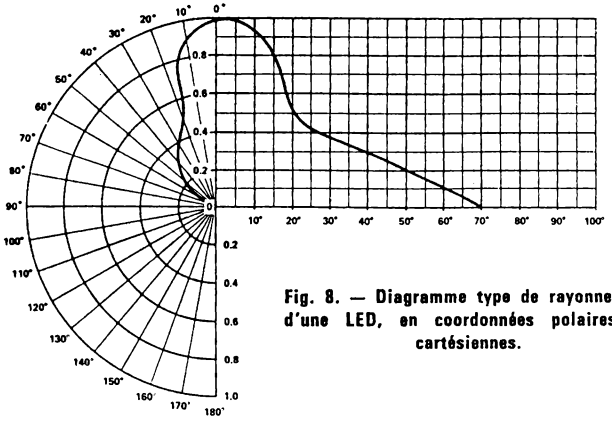



**Fig. 8. — Diagramme type de rayonnement d'une LED, en coordonnées polaires ou cartésiennes.**

Le diagramme de rayonnement d'une LED (en fonction de l'angle) peut être tracé en coordonnées polaires ou cartésiennes (fig. 8). L'intensité lumineuse dans l'axe de la diode, $I_{VO}$, se mesure en *millicandelas* (mcd), ou *millilumens par stéradian* (mlm/sr), et pourra être de l'ordre de la dizaine de millicandelas pour un courant direct dans la diode de $I_F = 10$ mA.

Quelques diagrammes de rayonnement en fonction du type de diode sont donnés figure 9; pour accroître l'angle de rayonnement, on introduit un diffusant qui disperse la lumière.

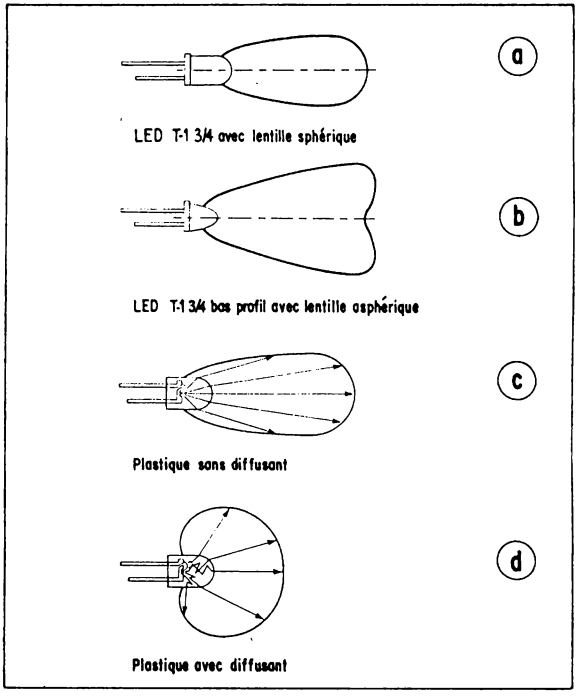



**Fig. 9. — Quelques exemples de diagrammes de rayonnement de LED : à lentille-dôme sphérique (*a*); bas profil et lentille-dôme asphérique (*b*); ou pour deux lampes identiques mais avec ou sans diffusant chargé de disperser la lumière (en *c* et *d*).**

Les premiers standards des LED recopiaient les standards qui étaient utilisés pour les anciennes lampes miniatures à incandescence. De ce fait, on trouvera des boîtiers aux formats T-1 et T-1 3/4; dans cette désignation généralisée en T-X, le nombre indique le diamètre de la lampe en 1/8 de pouce (environ 3,2 mm). La figure 10 montre la structure type d'une LED T-1 3/4 en boîtier plastique.

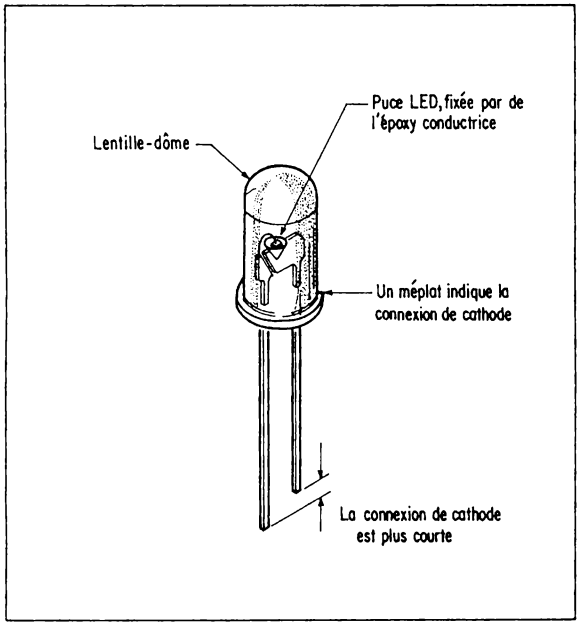



Fig. 10. — Structure type d'une LED T-1 3/4 en boîtier plastique.

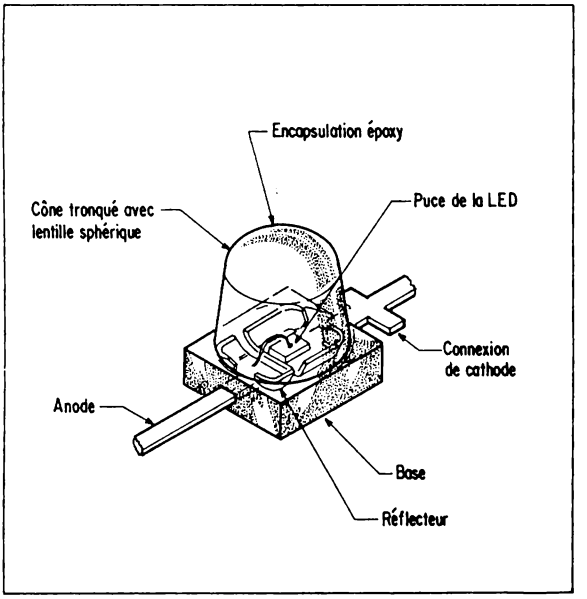



Fig. 11. — LED de type subminiature.

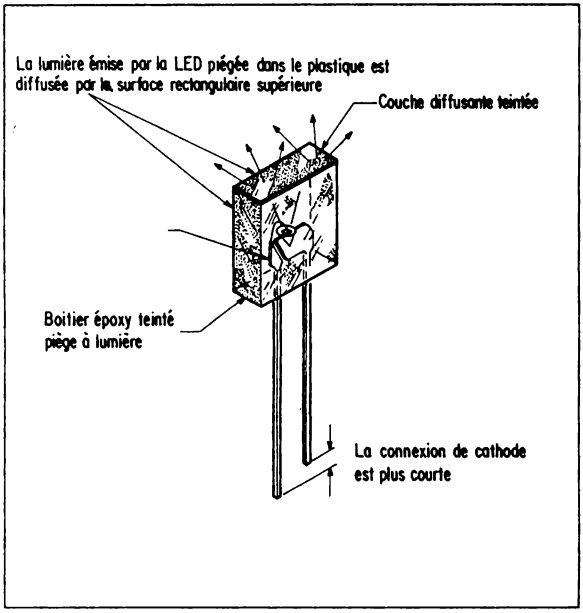



Fig. 12. — LED encapsulée pour juxtaposition aisée.

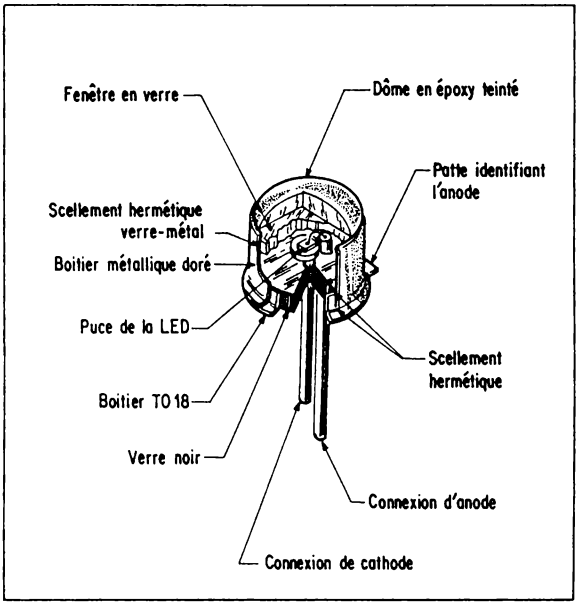



Fig. 13. — Structure type d'une LED en boîtier hermétique.

En variante, on trouvera des LED en T-1 3/4 mais « bas profil », où le dôme de la lentille est les 2/3 de la hauteur standard.

Des versions « subminiatures », généralement plus économiques, sont destinées à des affichages ponctuels; horloges, indicateurs ou cadrans d'appareils de faibles dimensions, réseaux de LED, etc. Une telle lampe aura un volume inférieur à la T-1 et se présentera, par exemple, comme le montre la figure 11.

Afin d'assurer la juxtaposition des LED, les fabricants les proposent encore en versions blocs à base rectangulaire (fig. 12). On réalise ainsi aisément des échelles lumineuses.

Les LED hermétiques, peuvent être présentées en boîtier métallique TO-18, avec fenêtre en verre scellé et dôme en époxy (fig. 13).

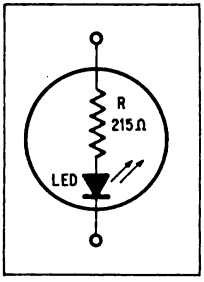



**Fig. 14. — LED avec résistance de limitation incorporée.**

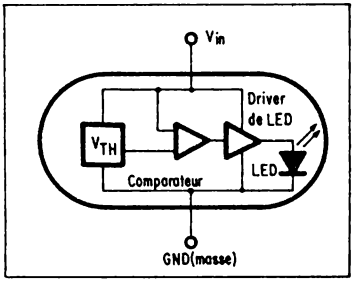



**Fig. 15. — LED avec dispositif logique incorporé, ici un détecteur de seuil.**

Enfin, on peut fort bien adjoindre à une LED d'autres composants dans le même boîtier, et par exemple une résistance limitant le courant (quelque 200 Ω pour une alimentation sous 5 V, par exemple, si la LED est commandée par une porte TTL); c'est ce que montre la figure 14. Dans d'autres cas, on réalisera des montages plus complexes et par exemple, un circuit qui détecte un seuil de tension pour commander la LED (fig. 15).

## 7. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES LED

Une fois définis les boîtiers et les caractéristiques optiques et électriques des LED, il convient encore de tenir compte :

- de la couleur émise;
- des conditions de fonctionnement.

La longueur d'onde émise (la couleur) est fixée en fabrication et dépend du matériau (tableau B). Si l'on doit assembler de multiples LED, il faudra

se souvenir que l'œil est sensible aux différences de couleur et aux différences d'intensité.

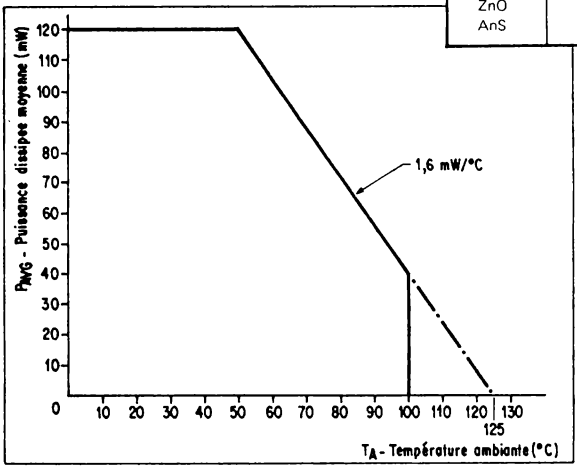
D'autre part, l'intensité lumineuse axiale n'est pas le seul paramètre qui entre en ligne de compte : le diagramme de rayonnement intervient lui aussi. Les fabricants précisent souvent l'angle pour lequel l'intensité lumineuse a été réduite de moitié; c'est l'angle $2\,\theta_{1/2}$, qui variera typiquement de 25° à 35° pour des lampes sans ou avec diffuseur incorporé.

Parmi les conditions de fonctionnement intervient tout d'abord la température, comme pour tous les semiconducteurs. La dissipation doit être limitée afin que la température de jonction reste inférieure à 125 °C, ou pour les LED en boîtier plastique, inférieure à la température qui deviendrait dangereuse pour le plastique (elle sera de l'ordre de 100 °C généra-

**TABLEAU B - Émission pour divers matériaux**

| Matériau | Longueur d'onde (μm) | Emplacement dans le spectre |
|---|---|---|
| PbSe | 8,5 | Moyen infrarouge |
| PbTe | 6,5 | |
| InSb | 5,2 | |
| PbS | 4,3 | |
| InAs | 3,15 | |
| GaSb | 1,6 | |
| InP | 0,91 | Proche infrarouge |
| GaAs | 0,90 | |
| CdTe | 0,85 | |
| GaAsP | 0,66 | Rouge — Visible |
| BP | 0,64 | |
| ZnTe | 0,62 | |
| GaP | 0,565 | Orange — Visible |
| SiC | 0,456 | Vert — Visible |
| ZnSe | 0,45 | Bleu — Visible |
| ZnO | 0,37 | Proche UV |
| AnS | 0,34 | |

**Fig. 16. — Dissipation moyenne maximale pour une LED type en boîtier plastique.**



lement). La résistance série équivalente des diodes peut varier de quelque 1,6 Ω à 5 Ω pour celles qui émettent dans le rouge à quelque 20 à 35 Ω pour celles au GaP.

On donne souvent pour une dérive maximale de la dissipation en fonction de la température ambiante une pente de —1,6 mW/°C à partir de 50 °C (fig. 16). En particulier, on veillera à ne pas outrepasser les limites en dissipation lorsqu'on alimente la LED en régime pulsé.

## 8. DÉTERMINATION DU POINT DE FONCTIONNEMENT

Une LED se comporte électriquement comme une diode. Pour émettre, elle doit être polarisée en direct, ce qui mène au montage de base de la figure 17 *a* où l'alimentation avec la résistance série peut être considérée comme une source de courant. Le courant traversant la LED détermine l'intensité lumineuse émise.

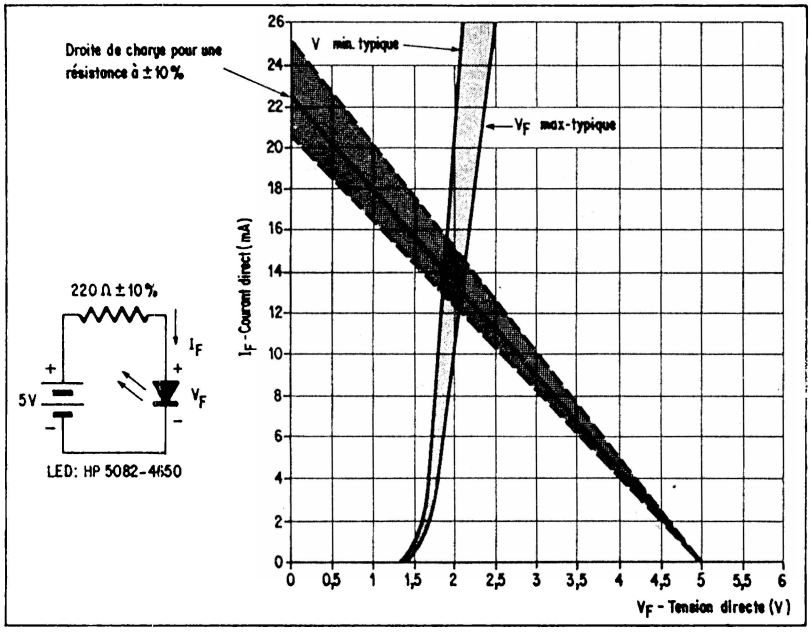



**Fig. 17. — Montage de principe d'une LED, avec sa résistance limitatrice de courant (*a*); courbes servant à déterminer sa valeur (*b*).**

Si l'on superpose dans une même figure (en *b*) la caractéristique donnant le courant direct en fonction de la tension directe appliquée à la LED d'une part, et la droite de charge propre à la résistance série (les points de repère sont : si elle chute 5 V, le courant est nul; si elle est nulle, le courant direct est maximal, soit ici environ 22 mA; la courbe a été idéalisée), le point de croisement fournit le moyen de calculer la valeur de la résistance série. Celle-ci devant chuter environ 3 V sous 14 mA, afin que la LED se voit appliquer 2 V, elle vaudra 3/14 $\approx$ 220 Ω. Les zones ombrées indiquent la dispersion des caractéristiques de la diode et de la résistance, supposée à $\pm 10$ %.

Accessoirement, on notera que la résistance dynamique propre de la diode est de 2 V/14 mA, soit environ 142 Ω; c'est le cas type de LED à haut rendement, rouges, ou jaunes et vertes (au GAP, par exemple), les diodes rouges standard au GaAsP présentant une résistance bien moindre (moins de 100 Ω typiquement, et par exemple de 100 Ω à 10 Ω pour un courant de 10 à 100 mA).

## 9. INTENSITÉ LUMINEUSE MOYENNE

L'œil est très sensible à l'intensité lumineuse moyenne émise par une LED. L'intensité lumineuse axiale, donnée par le fabriquant, résulte généralement d'une mesure photométrique alors que la LED est alimentée par un courant continu spécifié; la valeur retenue peut être *typique* ou *minimale garantie*. Or, d'autres niveaux de courant se traduisent par d'autres intensités lumineuses, ce qui amène à poser la formule suivante :

$$\frac{I_V}{I_{VO}} = \left(\frac{I_F}{I_{FO}}\right)^n$$

qui s'explique aisément car :

- $I_{VO}$ est l'intensité lumineuse au courant de référence $I_{FO}$ (on notera que l'indice F vient de « forward », pour direct; donc $I_F$ est le courant direct dans la diode. De même, V vient de « voir »);
- $I_V$ est la nouvelle intensité lumineuse, correspondant à un autre courant direct $I_F$;
- $n$ est caractéristique de la diode et varie typiquement entre 1,1 et 1,4.

Autrement exprimée, cette formule donne donc l'intensité lumineuse moyenne qui est, à un courant $I_F$ donné :

$$I_V = I_{VO}\left(\frac{I_F}{I_{FO}}\right)^n$$

L'intérêt de cette formule est double : d'une part, elle permet d'évaluer les intensités lumineuses à divers niveaux de courant, d'autre part elle sert à calculer cette même intensité lumineuse lorsque la LED travaille en régime pulsé.

Reprenons tout d'abord une courbe typique de variation de l'intensité lumineuse relative d'une diode en fonction du courant (fig. 18). Illustrant le comportement d'un LED à haut rendement, cette courbe fixe à 10 mA

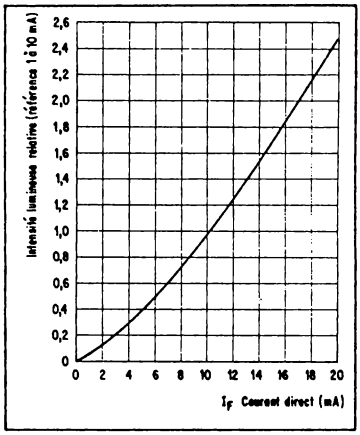



**Fig. 18. — Intensité lumineuse relative en fonction du courant direct.**

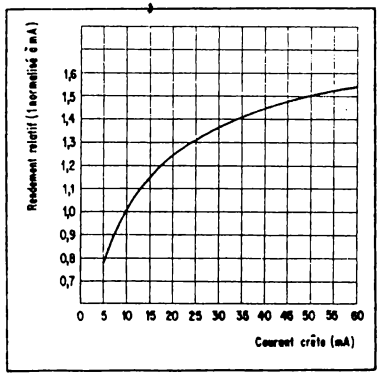



**Fig. 19. — Rendement relatif en fonction du courant crête direct.**

l'intensité lumineuse de niveau 1. Son exploitation est fort simple : sachant que telle diode fournit 3 mcd sous 10 mA, on en déduit qu'elle en fournira 8 sous 20 mA.

Or, comme on l'a vu, le rendement de la LED varie selon le courant instantané qui le traverse (ou courant de crête), ce que montre la courbe de la figure 19 où l'on fixe le niveau 1 de rendement relatif pour un courant crête de 10 mA.

Désormais, on peut calculer *l'intensité lumineuse moyenne* en fonction du temps de service, évalué à l'aide du *rapport cyclique* qui caractérise la durée (temps) pendant laquelle la LED est activée : c'est le rapport entre le temps pendant lequel elle est alimentée et le temps total. Cette intensité lumineuse moyenne est donnée par :

$$I_{V\text{moyen}} = \frac{\text{Icrête} \cdot \text{Rapport cyclique} \cdot (\eta \text{ à Icrête}) \cdot I_V \text{ (spécif)}}{\text{I(spécif)} \cdot (\eta \text{ à I spécif})}$$

Le rendement $\eta$ est le rendement relatif défini par la figure précédente. Soit, par exemple, une intensité de crête de 50 mA, et un rapport cyclique de 1/4 pour une LED émettant 3 mcd sous 10 mA. L'intensité lumineuse moyenne en fonction du temps est, en se basant sur les courbes précédentes :

$$I_{V\text{moyen}} = \frac{50 \text{ mA} \cdot 0{,}25 \cdot 1{,}5 \cdot 3 \text{ mcd}}{10 \text{ mA} \cdot 1}$$
$$= 5{,}6 \text{ mcd}$$

### 9.1. Intérêt de l'alimentation pulsée

Puisque le rendement s'accroît avec l'intensité de crête, il est extrêmement intéressant d'alimenter la LED en courant pulsé et non plus en courant continu. Ce faisant :

— on peut accroître la puissance émise à consommation moyenne égale;

— ou alors, on réduit la consommation à puissance émise constante;

— on réduit aussi l'échauffement de la jonction.

## 10. DIODES INFRAROUGES

Les diodes émettant dans l'infrarouge ne constituent qu'une variante des LED. Elles sont généralement réalisées en arséniure de gallium (AsGa, noté encore GaAs) et émettent dans le proche infrarouge. Pour détecter ce rayonnement, on se servira d'un photorécepteur sensible à cette longueur d'onde, par conséquent au silicium.

Le couple diode infrarouge et photorécepteur au silicium peut être réalisé en deux composants discrets, ou en un seul boîtier. Il porte alors le nom de photocoupleur, ou d'opto-isolateur et sera examiné ultérieurement.

## 11. LES LED A TRAVERS LES CATALOGUES

En tout point d'un circuit, qu'il soit analogique ou numérique, la diode électroluminescente permet de visualiser un état marche-arrêt, de

**TABLEAU C. — Exemple de quelques LED de *RTC* émettant dans le visible**

| Type | D = diffusant<br>T = translucide | J = jaune<br>R = rouge<br>V = vert | Composition | Maximum du spectre d'émission | Valeurs à ne pas dépasser | | | Résistance thermique | Caractéristiques à $T_{amb} = 25°C$ | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | Tension $V_R$ à $I_R$ | | Courant direct $I_F$ par segment | Puissance totale dissipée $P_{tot}$ | $R_{th\ j\text{-}a}$ | $V_F$ à $I_F$ | | Intensité lumineuse visible $I_V$ à $I_F$ | | $\Theta$ |
| | $\phi$ 3 mm | | | (nm) | V) | ($\mu$A) | (mA) | (mW) | (°C/W) | max (V) | (mA) | (mcd) | (mA) | (°) |
| CQY 54 | D | R | GaAsP | 650 | 3 | 100 | 50 | 100 | 500 | 2 | 20 | 0,7 à 1,6 | 20 | 80 |
| CQY 88 | T | R | GaAsP | 650 | 3 | 100 | 10 | 20 | 2 000 | 2 | 5 | 0,5 | 5 | 50 |
| CQY 95 | D | V | GaP | 560 | 3 | 100 | 20 | 60 | 750 | 3 | 10 | 1 | 10 | 60 |
| CQY 97 | D | J | GaAsP | 580 | 3 | 100 | 20 | 60 | 750 | 3 | 10 | 1 | 10 | 60 |
| | $\phi$ 5 mm | | | | | | | | | | | | | |
| CQY 24 A | D | R | GaAsP | 650 | 3 | 25 | 50 | 100 | 500 | 2 | 20 | 0,7 à 1,6 | 20 | 70 |
| CQY 46 A | T | R | GaAsP | 650 | 3 | 25 | 50 | 100 | 500 | 2 | 50 | 0,8 | 20 | 100 |
| CQY 61 B | D | R | GaAsP | 650 | 3 | 25 | 50 | 100 | 500 | 2 | 20 | 1,5 | 20 | 70 |
| CQY 94 | D | V | Gap | 560 | 3 | 100 | 20 | 60 | 750 | 3 | 10 | 1 | 10 | 30 |
| CQY 96 | D | J | GaAsP | 580 | 3 | 100 | 20 | 60 | 750 | 3 | 10 | 1 | 10 | 30 |

détecter un seuil ou un niveau, un non-fonctionnement, un défaut ou une panne, les états haut et bas d'une logique quelconque, un mot complet en informatique ou avec un microprocesseur (donnée, adresse ou ordre), etc.

Pour illustrer ces thèmes, on va proposer des schémas de base applicables à quasiment toutes les LED; mais comment les fabricants présentent-ils leurs produits? Pour le montrer, on va s'inspirer des LED commercialisées par *RTC* sous la référence CQY, suivie d'un numéro de série. Le tableau C résume leurs caractéristiques essentielles. On distingue essentiellement trois couleurs : rouge, vert et jaune, et deux types principaux de diamètre : 3 mm et 5 mm. Les voyants rouges sont constitués d'un cristal en phosphure arséniure de gallium enrobé de plastique; en jouant sur la position du cristal par rapport à l'enveloppe et sur la nature de cette enveloppe (elle possède ou non des particules diffusantes), deux groupes de produits sont à nouveaux créés : *voyants ponctuels* et *voyants diffusants.*

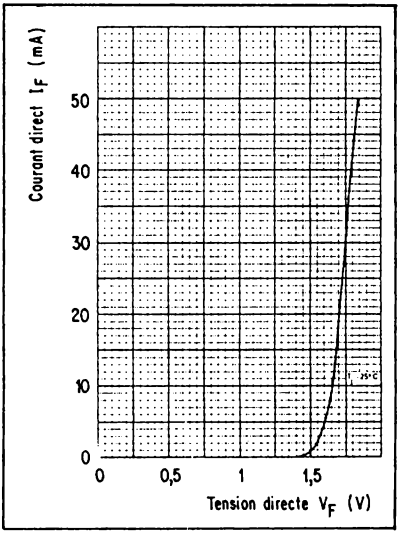



**Fig. 20. — Courant direct en fonction de la tension directe en continu.**

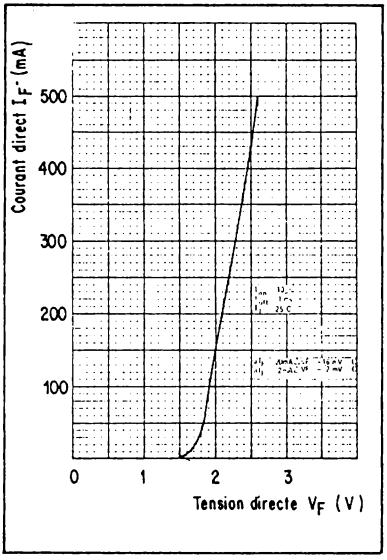



**Fig. 21. — Courant direct en fonction de la tension directe en impulsion.**

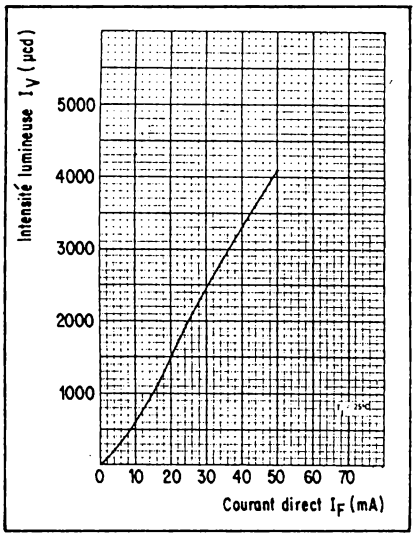



**Fig. 22. — Intensité lumineuse en fonction du courant direct.**

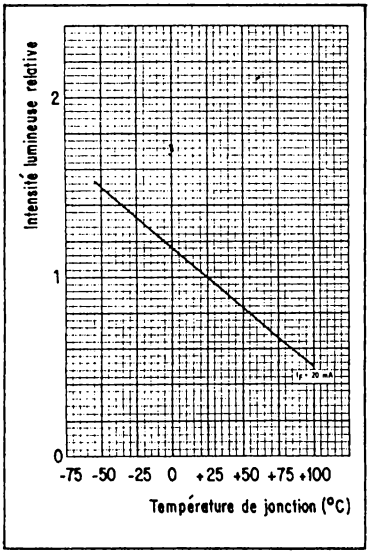



**Fig. 23. — Intensité lumineuse relative, en fonction de la température de jonction.**

Si l'on reprend les LED types CQY 24 et 61, on peut illustrer leur comportement à l'aide des courbes suivantes. La figure 20 donne leur courant direct en fonction de la tension directe en continu, ou en impulsions (fig. 21); on notera à ce moment qu'il s'accroît sensiblement. La figure 22 montre comment l'intensité lumineuse varie en fonction du courant direct, et la figure 23, la dépendance de l'intensité lumineuse relative (niveau 1 à 25 °C) en fonction de la température de jonction.

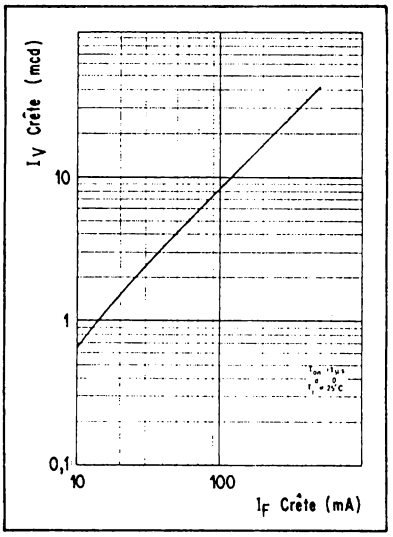



Fig. 24. — Intensité lumineuse crête en fonction du courant crête.

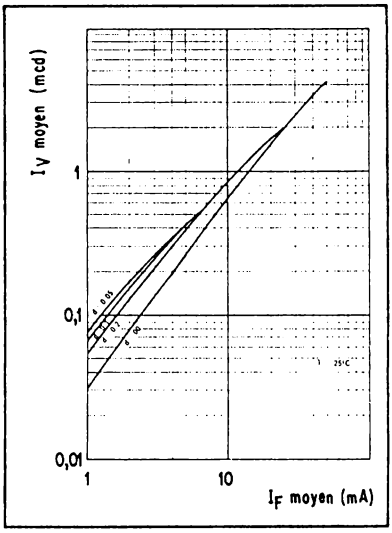



Fig. 25. — Intensité lumineuse moyenne en fonction du courant moyen et du rapport cyclique.

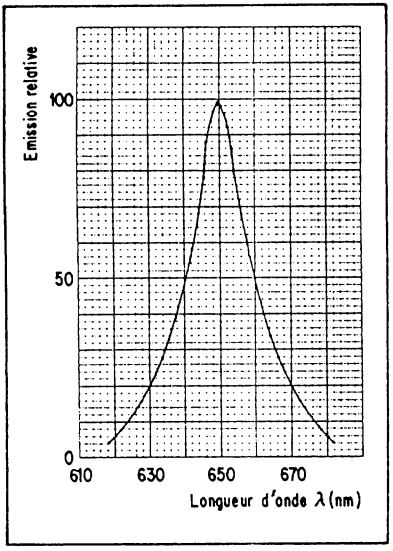



Fig. 26. — Spectre d'émission.

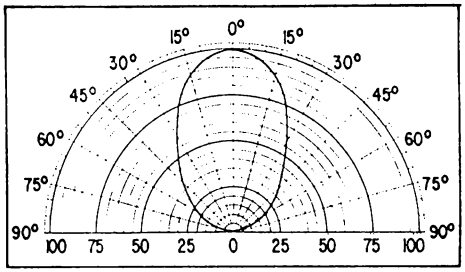



Fig. 27. — Variation spatiale de l'intensité lumineuse.

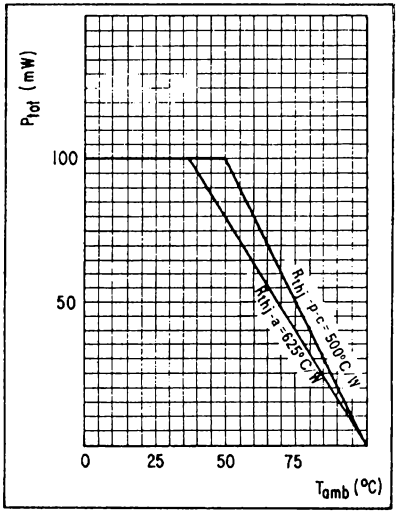



Fig. 28. — Puissance totale dissipée permise en fonction de la température ambiante.

Si l'on travaille en impulsions, on se reportera à la courbe de la figure 24 donnant l'intensité lumineuse crête en fonction du courant crête, alors que la figure 25 donne l'intensité lumineuse moyenne en fonction du courant moyen et du rapport cyclique. Le spectre d'émission est représenté figure 26, et la variation spatiale de l'intensité lumineuse figure 27. Enfin, la figure 28 illustre quelle puissance dissipée totale est permise en fonction de la température ambiante.

Toutes ces courbes sont typiques des feuilles de caractéristiques et des catalogues des fabricants.

# APPLICATIONS DES LED

# VISUALISATION DE LA PRÉSENCE D'UNE TENSION

## Montage de base

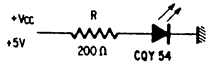



**Fig. 1. — Montage de base pour visualiser une tension.**

Pour visualiser la présence d'un courant ou d'une tension, il suffit de monter une diode en série avec une résistance R entre, par exemple, le $V_{CC}$ à détecter et la masse (fig. 1). La tension $V_{CC}$ doit être supérieure à la tension directe de la diode, le courant ne devant jamais excéder la valeur $I_F$ max, courant direct maximal admissible par la diode. De ce fait, la résistance R se calcule à partir de la formule :

$$I_F = \frac{V_{CC} - V_F}{R}$$

Avec un voyant type CQY 54 de *RTC* chutant au maximum 2 V et une tension d'alimentation $V_{CC}$ = 5 V, une résistance de 200 Ω limitera le courant à 15 mA.

## Commande avec un transistor NPN

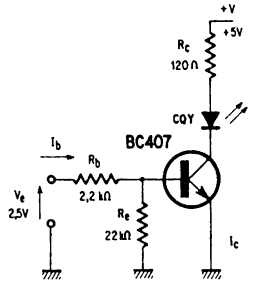



**Fig. 2. — Commande avec transistor NPN. La LED s'allume pour un niveau haut d'entrée.**

Supposons que l'on désire commander un voyant à l'aide d'un transistor. Deux cas se présentent : allumage lorsque le niveau d'entrée est « haut », ou « bas ».

Dans le premier cas, on recourt au montage de la figure 2. La LED avec sa résistance série est placée dans le circuit collecteur d'un NPN ; une

tension haute d'entrée commande sa mise en service. Les formules qui interviennent sont les suivantes :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE\ sat}}{R_C}$$

$$I_b = \frac{I_C}{\beta\ \text{(en saturation)}}$$

$$R_b \simeq \frac{V_E - V_{BE}}{I_b}$$

où $I_C$ est le courant collecteur (qui passe par l'émetteur), $V_{CC}$ est la tension d'alimentation, $V_F$ la tension directe de la diode, $V_{CE\ sat}$ la tension collecteur-émetteur de saturation du transistor, $I_b$ est le courant de base et $V_E$ la tension d'entrée.

Par exemple, avec un transistor BC 407, une tension d'alimentation $V_{CC}$ = 5 V, un $V_E$ (haut) = 2,5 V, $R_b$ = 2,2 kΩ, $R_e$ = 22 kΩ et $R_C$ = 120 Ω, un courant $I_b$ inférieur à 1 mA assurera une brillance minimale de 150 nits (candela/m²) pour une LED type CQY 24, ou de 1 000 nits pour des CQY 46-47 de *RTC*.

## Commande avec un PNP

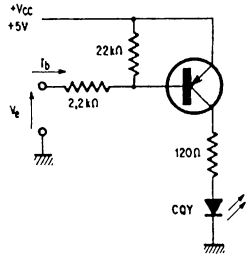



**Fig. 3. — Commande par transistor PNP. La LED s'allume pour un niveau bas d'entrée.**

Dans le second des cas évoqués ci-dessus, déclenchement lorsqu'un niveau *bas* est appliqué à l'entrée, on utilise un transistor PNP (fig. 3), tel qu'un BC 177, par exemple. Pour un courant d'entrée inférieur au milliampère et au niveau bas, la LED s'illuminera. Au niveau haut, elle restera obscure. Des formules de calcul semblables à celles qui viennent d'être présentées s'appliquent encore ici.

# Commande par cascade NPN-PNP

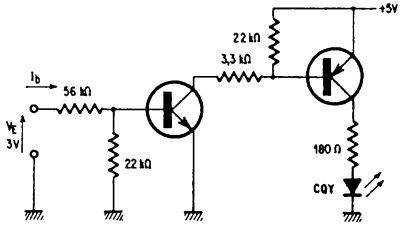



**Fig. 4. — Commande par cascade NPN-PNP. La LED s'allume pour un niveau haut d'entrée.**

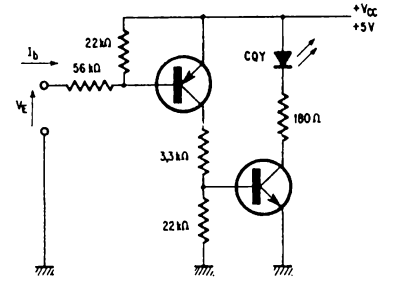



**Fig. 5. — Commande par cascade PNP-NPN. La LED s'allume pour un niveau bas d'entrée.**

Les deux schémas des figures 4 et 5 montrent comment on aboutit aux mêmes résultats (visualisation de l'état *haut*, cathode de la LED connectée à la masse; ou visualisation de l'état *bas*, cathode la LED au plus) avec une paire de transistors cascadés, NPN-PNP ou PNP-NPN. La consommation d'entrée est alors réduite, le courant d'entrée $I_b$ restant inférieur à 40 μA. Quelques valeurs types ont été indiquées, en supposant que la tension d'alimentation est de 5 V.

# INDICATEUR DE MISE SOUS TENSION D'UN APPAREIL (FONCTIONNEMENT EN ALTERNATIF)

Le voyant habituel d'un appareil quelconque, indiquant qu'on vient de le mettre sous tension, peut être constitué par une LED. Sur les classiques voyants à incandescence, on y gagne en fiabilité, durée de vie et consommation ; et sur les voyants au néon, on économise les parasites...

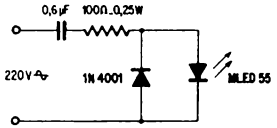
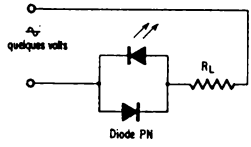



**Fig. 1. — Mise en service de la LED avec une tension d'alimentation alternative élevée (ici, le secteur).**

Le montage proposé figure 1 fait appel à une LED du type MLED 55 de *Motorola*. Le condensateur de 0,6 microfarad limite le courant admis dans la diode ; la résistance de 100 Ω joue un rôle de protection. Un tel montage ne consomme qu'une puissance réactive.

Bien sûr, si l'on dispose quelque part dans le montage de la dizaine de milliampères nécessaire à la LED sous une faible tension, on exploitera celle-ci en supprimant le condensateur et en portant la résistance à sa valeur de limitation du courant.

**Fig. 2. — Utilisation d'une tension alternative de bas niveau, autour de la dizaine de volts par exemple.**



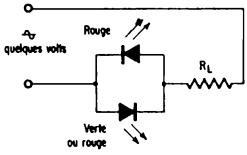
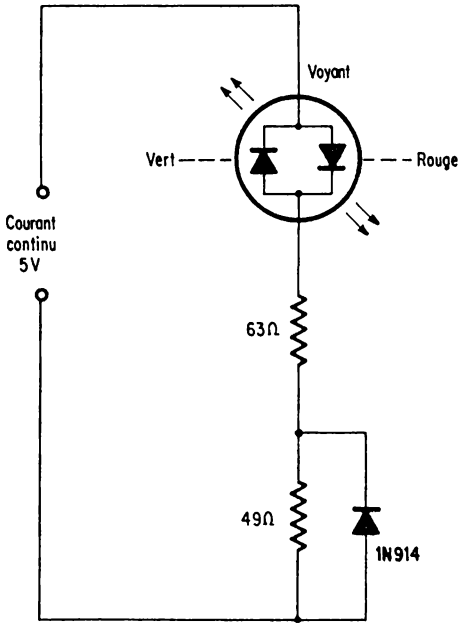




**Fig. 3. — Montage avec double LED et faible tension alternative.**

Pour que la tension inverse appliquée n'excède pas la tension admise, ce qui peut se produire lorsque la LED est alimentée en alternatif, on connecte à ses bornes une diode en anti-parallèle (fig. 2). Une méthode élégante consiste à utiliser alors une autre LED, chacune de celles-ci s'allumant sur sa propre phase (fig. 3).

# INDICATEUR DE POLARITÉ




**Selon la polarité du courant, c'est l'une ou l'autre des LED qui s'allume. Elles sont deux, une verte et une rouge, présentées en un unique boîtier.**

Une double LED, l'une rouge et l'autre verte, réunies dans un unique boîtier, sert à tester la polarité d'une alimentation de 5 V, dans le cas du schéma. Selon la polarité, c'est l'une ou l'autre qui s'allumera.

La résistance de 63 Ω limite le courant ; la seconde résistance, de 49 Ω, n'intervient que pour le voyant rouge dont le rendement est supérieur : elle limitera davantage le courant afin d'obtenir la même luminosité avec les deux couleurs. Lorsque le voyant vert est mis en service, elle est court-circuitée par une diode (qui introduit cependant une chute de tension de 0,7 V).

# VISUALISATION D'ÉTATS LOGIQUES TTL

A la sortie des circuits intégrés, de la famille TTL, bipolaires par exemple, on dispose de niveaux logiques que des LED peuvent visualiser.

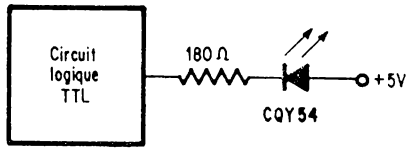



Fig. 1. — Visualisation d'un état bas TTL.

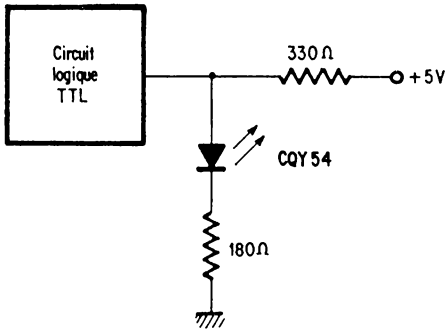



Fig. 2. — Visualisation d'un état haut TTL.

Ainsi, la figure 1 montre comment l'on visualise un état *bas*, et la figure 2 un état *haut*. Dans le second cas, on ne pourra généralement pas employer des TTL avec sortie classique sur totem pole, celle-ci ne pouvant débiter suffisamment de courant ; on utilisera alors un circuit avec sortie à collecteur ouvert, d'où la présence de la résistance de charge dans le schéma.

# INDICATEURS DE FONCTIONS LOGIQUES

D'une simplicité antique, les indicateurs de fonctions logiques qui suivent (ils sont au nombre de trois, comme les Trois Mousquetaires, mais on peut très bien en prévoir un quatrième sinon davantage) mettent en service la LED lorsque la sortie du circuit, répondant aux conditions d'entrée, passe à l'état *bas* (soit au niveau zéro volt).

## *NAND*

| A | B | S | Etat de la LED |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | ○ |
| 0 | 1 | 1 | ○ |
| 1 | 0 | 1 | ○ |
| 1 | 1 | 0 | ✸ |

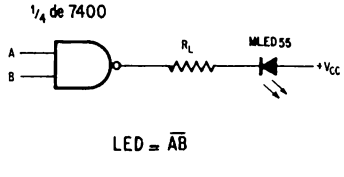



**Fig. 1. — Le NAND, visualisé par une LED, et sa table d'états.**

Dans le premier montage (fig. 1), la fonction NAND, dont la table de vérité est donnée, à côté, allume la LED lorsque A et B sont simultanément à 1.

## *NOR*

| A | B | S | Etat de la LED |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | ○ |
| 0 | 1 | 0 | ✸ |
| 1 | 0 | 0 | ✸ |
| 1 | 1 | 0 | ✸ |

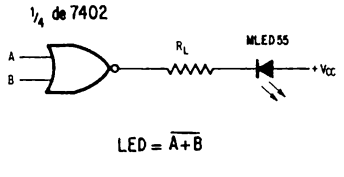



**Fig. 2. — Le NOR, visualisé par une LED, et sa table d'états.**

Avec le NOR de la figure 2, il suffit que l'une ou l'autre des entrées (ou les deux) soient à 1 pour que la LED s'allume.

## *INVERSEUR*

| A | S | Etat de la LED |
|---|---|---|
| 0 | 1 | ○ |
| 1 | 0 | ● |

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_F - V_{OL}}{I_F}$$

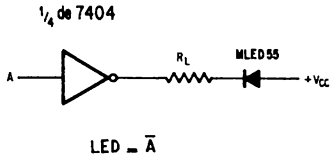



**Fig. 3. — L'inversion, visualisée par une LED, et sa table d'états.**

L'inverseur de la figure 3, lui, allume la LED lorsque l'entrée est à 1.

Dans tous ces schémas, ce sont des LED *Motorola* qui ont été proposées. Attention cependant à un piège : un NAND tel que le 7400 peut accepter 16 mA max à l'état *bas*, donc alimentera aisément la LED dont la consommation est de l'ordre de 10 mA; un 7400 Schottky (74S), lui, est capable de sortir 20 mA à ce niveau mais un LS (Schottky faible puissance), 8 mA max!

La valeur de la résistance série $R_L$ se déduit de la formule :

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_F - V_{OL}}{I_F}$$

où :

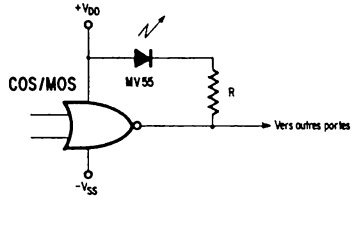
- $V_{CC}$ est la tension d'alimentation;
- $V_F$ la tension directe aux bornes de la diode;
- $V_{OL}$ la tension de sortie au niveau *bas* du circuit logique;
- $I_F$ le courant dans la diode.

La tension d'alimentation étant de 5 V en TTL, et la tension $V_{OL}$ de l'ordre de 0,2 V (jusqu'à 0,4 et même 0,5 V maximum), la résistance $R_L$ prendra des valeurs de l'ordre de 200 à 300 Ω dans les cas les plus courants et selon le courant demandé.

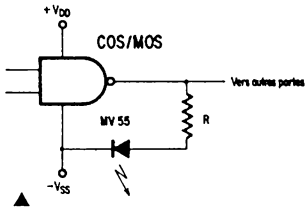
# AFFICHAGE DE NIVEAUX MOS

Obéissant aux mêmes lois que l'affichage de niveaux issus de logiques bipolaires, celui de niveaux provenant de logiques MOS souffre cependant d'une contrainte supplémentaire : il doit se contenter d'un très faible courant. En effet, la sortie de circuits intégrés MOS et CMOS ne débite généralement qu'un courant restreint.

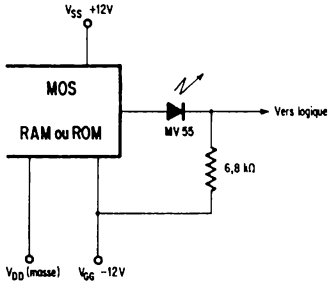
Cet affichage doit donc être effectué soit après amplification ou, plus simplement, directement à l'aide de voyants à faible consommation, tel le MV 55 de *Monsanto* qui se contente de 1 mA (400 mA crête max).



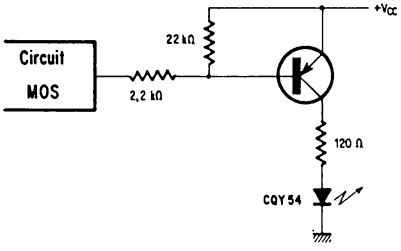

◀ Fig. 1. — Affichage d'un niveau bas.

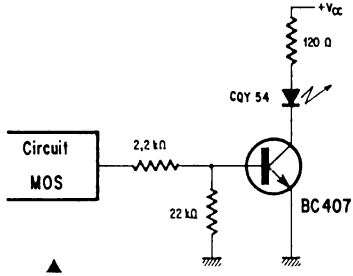



▲ Fig. 2. — Affichage d'un niveau haut.




◀ Fig. 3. — Affichage d'un niveau haut à la sortie d'une mémoire.



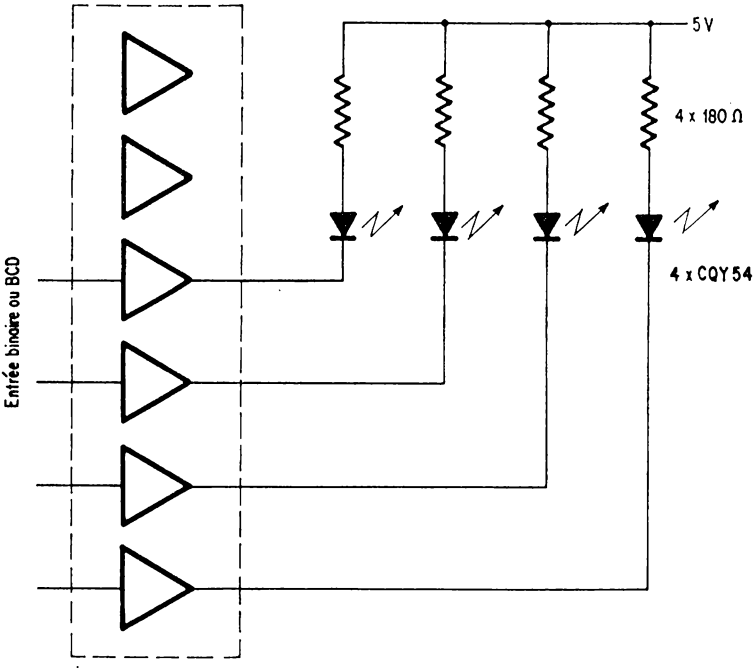




▲ Fig. 4. — Affichage d'un niveau haut avec étage buffer.

◀ Fig. 5. — Affichage d'un niveau bas avec étage buffer.

Les figures 1 à 3 montrent son application à des logiques CMOS, ici des COSMOS de *RCA*, et à des mémoires RAM ou ROM en MOS, pour l'affichage de niveaux *haut* ou *bas*. Si l'on devait utiliser des voyants à consommation supérieure, tels le CQY 54 de *RTC* par exemple, il faudrait passer par un étage buffer (fig. 4 pour un état *haut*, fig. 5 pour un état *bas*).

# INDICATEUR D'ÉTATS BINAIRES



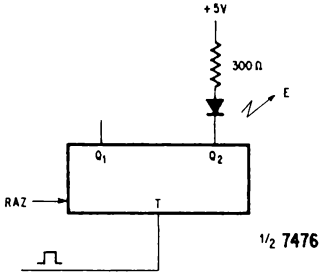

**Visualisation d'un mot binaire, ici sur 4 bits.**

Ce schéma montre combien il est facile de mettre en évidence une grandeur codée en binaire pur ou en BCD, ou même un mot d'états tels qu'ils apparaissent avec les microprocesseurs. Il s'agit là, en fait, d'un développement des montages précédents.

Le bus transmettant le mot à afficher attaque des voyants en parallèle, chacun de ceux-ci étant doté de sa résistance de protection, et ce via des amplificateurs-tampons (ou « buffers »).

# INDICATEUR DE PARITÉ

Puisqu'une bascule du type T (de « toggle », bascule) change d'état à chaque impulsion d'entrée T et, par conséquent, reprend le même état de sortie toutes les deux impulsions, il suffit de connecter une LED à l'une de ces sorties pour afficher le niveau correspondant. Ainsi pourra-t-on repérer les niveaux pairs ou impairs.




**Un flip-flop T attaquant une LED sert à afficher la parité (ou l'imparité) d'un comptage.**

Dans le schéma, T est l'entrée alors que $Q_1$ et $Q_2$ sont les sorties complémentaires. Une bascule type 7476 peut accepter 16 mA max à l'état *bas;* mais ce n'est pas le cas de tous les flip-flops. Attention donc à respecter ce courant; s'il devait être trop faible, on utiliserait soit des voyants à haut rendement et faible consommation, soit un étage tampon supplémentaire, ainsi qu'on en a déjà rencontrés.

# SONDE LOGIQUE

Une sonde logique sert à détecter le niveau logique, un ou zéro, qui existe au point de test. La mesure doit s'effectuer sans consommation, pour ne pas perturber le circuit soumis à cette mesure ; c'est pourquoi l'on fait appel à une sonde active.

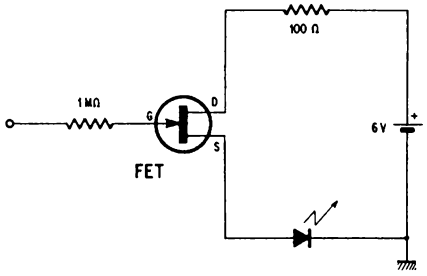


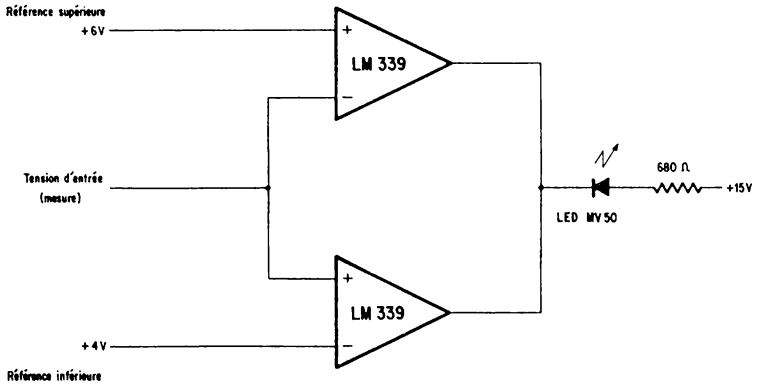

**Schéma de la sonde logique : l'entrée se fait à haute impédance sur JFET.**

La tension prélevée par la pointe de touche est appliquée à un transistor à effet de champ JFET via une forte résistance, de 1 MΩ par exemple. S'il s'agit d'un 1 logique, le JFET entre en conduction et la LED rayonne. Bien sûr, il faudra assurer une liaison avec la masse du circuit sous test.

Le tout peut faire l'objet d'un montage très ramassé, genre « stylo » par exemple.

# INDICATEUR DE FENÊTRE DE TENSION

La « fenêtre » détectée par la LED est une fenêtre de tension, c'est-à-dire une petite plage de tensions situées entre les deux niveaux de référence, haut et bas, appliqués aux deux comparateurs de la figure. Ces derniers sont montés en OU connecté et de ce fait, que l'un ou l'autre conduise et la diode s'allume. Ce sera le cas si l'on se trouve hors la fenêtre, donc ici au-delà de 6 V ou en-deçà de 4 V. Si la tension d'entrée reste dans la gamme de 5 V $\pm$ 1 V, la LED est éteinte.

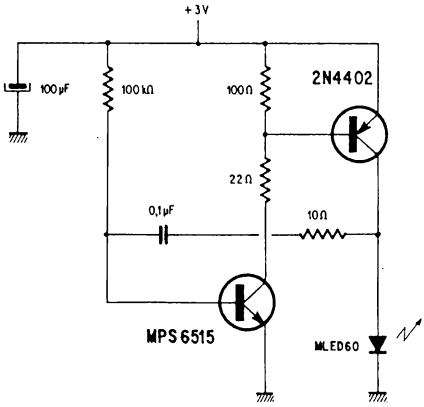



**Tant qu'en se trouve dans la fenêtre de tension, ici de +4 à +6 V, la LED reste éteinte.**

Une fenêtre portant sur une plage trop restreinte, de centaines ou dizaines de millivolts par exemple, obligera à une amplification préalable de la tension de mesure.

Un inverseur précédent la LED provoquera son allumage dans la fenêtre de tension détectée; il suffira alors d'un simple transistor supplémentaire.

# ATTAQUE DE LED SOUS FAIBLES PUISSANCE ET TENSION PAR RELAXATEUR




**La consommation moyenne de la LED est réduite parce qu'elle est attaquée en pulsé, par un multivibrateur.**

La diode MLED 60 *Motorola*, qui émet dans le proche infrarouge, est attaquée ici par les créneaux fournis par un montage multivibrateur. Les deux transistors MPS 6515, un NPN, et 2 N 4402, un PNP, en constituent les éléments.

De ce fait, les impulsions lumineuses atteignent 6 mW optiques alors que l'alimentation ne débite que 3 mA moyens sous une tension de 3 V. Avec les valeurs indiquées ici, la fréquence de relaxation est de 500 Hz et la largeur des impulsions de 6 µs.

# FLASHES A UJT ET PUT

Pour faire flasher une LED, on peut utiliser divers montages dont les figures 1 et 2 donnent deux exemples.

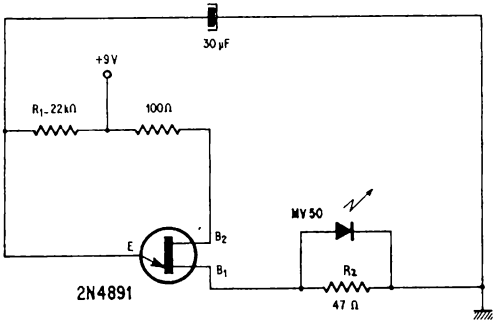



**Fig. 1. — Flash utilisant un transistor unijonction (UJT).**

Dans la figure 1, un transistor unijonction (UJT) pilote la LED. Le condensateur de 30 µF se charge à travers la résistance de 22 kΩ à partir du +9 V, puis dès qu'un niveau suffisant est atteint, déclenche le transistor UJT type 2 N 4891 et se décharge via la LED et une résistance parallèle de 47 Ω. Puis tout recommence. La constante de temps dépend de $R_1$, de C et de la tension d'alimentation.

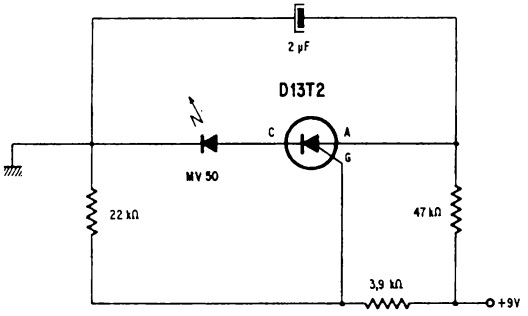
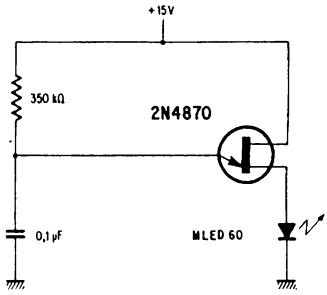



**Fig. 2. — Flash à transistor unijonction programmable (PUT).**

Le schéma (fig. 2) est très proche avec un transistor unijonction programmable (PUT : « programmable unijonction transistor »), mais les valeurs sont un peu plus critiques.

# ATTAQUE EN PULSÉ D'UNE LED INFRAROUGE

Lors du couplage entre une LED émettant dans le proche infrarouge et un photorécepteur au silicium, on préfère souvent travailler en pulsé.



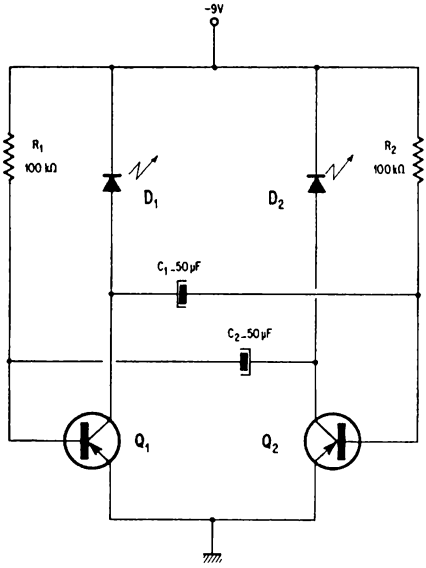

**Attaque en pulsé d'une LED via un UJT, déclenché par la charge d'un condensateur.**

Le schéma proposé ici montre comment, avec trois composants, on peut procéder dans un cas simple.

A la mise sous tension, le condensateur de 100 nF se charge à travers la résistance. Lorsque la tension à ses bornes est suffisante, le transistor unijonction ou UJT devient passant et la diode est alimentée. Le condensateur se déchargeant, l'UJT se rebloque.

Avec les valeurs adoptées, la fréquence de relaxation est de 30 Hz et la largeur d'impulsion de 1,5 µs. Le courant crête de 400 mA produit une puissance de crête de 4 mW; par contre, le courant *moyen* fourni par la source de 15 V est de 1 mA.

# CLIGNOTANTS ALTERNÉS

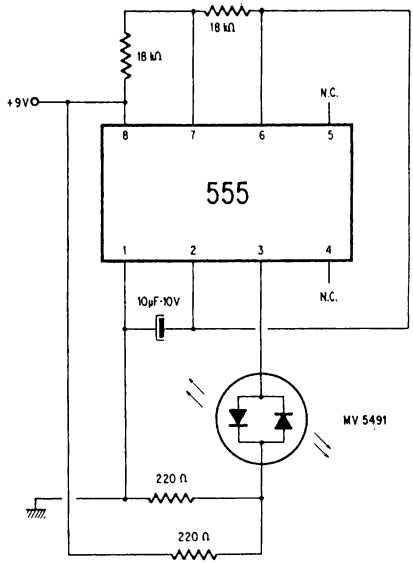



**Réalisation de clignotants alternés.**

Les deux LED de la figure clignotent à tour de rôle. Elles sont montées dans un circuit astable. Les transistors utilisés sont des PNP quelconques; la condition fondamentale est qu'ils acceptent le courant exigé par les LED, bien faible pourtant. Celles-ci sont connectées en charge des transistors.

Si l'on dispose de transistors NPN, le même circuit conviendra mais il faudra veiller à inverser les polarités.

# CLIGNOTANT BICOLORE




**Deux diodes, une rouge et une verte, réunies en un unique boîtier, se mettent à clignoter.**

Pour attirer l'attention, quoi de mieux qu'un clignotant bicolore, passant alternativement au rouge et au vert? Le MV 5491 de *Monsanto* est un voyant double, contenant deux LED montées en opposition, l'une rouge et l'autre verte; un courant d'une polarité allumera l'une, l'autre polarité la seconde. L'attaque alternative est fournie par le célèbre temporisateur intégré 555, *Signetics* ou autre, entouré de 4 résistances et d'un condensateur qui fixe la fréquence.

# INDICATEUR INTÉGRÉ DE TENSION FIXE

Parce que la LED type 5082-4732 de *Hewlett-Packard* comporte un circuit intégré avec référence fixe de tension, comparateur et driver (ce que montre la figure 1), elle peut directement afficher le niveau de tension de référence. En effet, la LED s'illumine dès que l'entrée $V_{in}$ excède la tension de seuil $V_{th}$, cette dernière étant fixée à 2,7 V. On trouve là une tension convenant à la logique TTL.

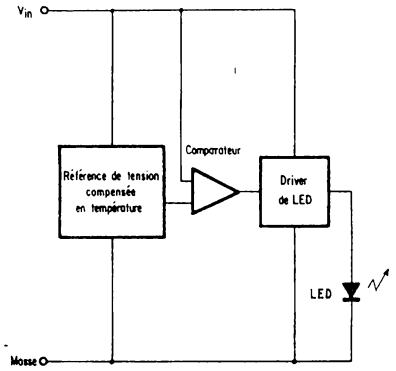
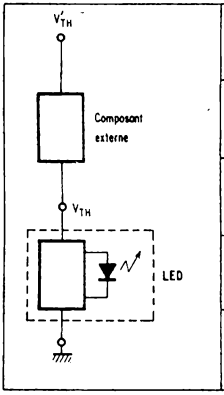



**Fig. 1. — Synoptique de l'indicateur de tension fixe 5082-4732.**

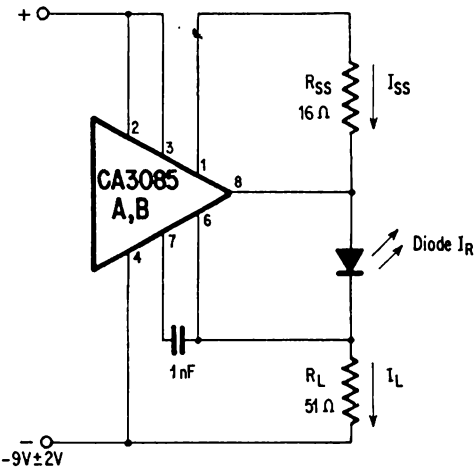



| Composant externe | $V'_{TH}$ | $TC = \frac{\Delta V'_{TH}}{\Delta T_A}$ (mV/°C) |
|---|---|---|
| Schottky (HP 5082-2835) | $V_{TH}$ +0,45V | −2 |
| Diode PN (1N 914) | $V_{TH}$ +0,75V | −2,5 |
| LED (HP 5082-4484) | $V_{TH}$ +1,6V | −2,9 |
| Zener | $V_{TH} + V_Z$ | −1+TC Zener |

**Fig. 2. — Composants externes à utiliser pour accroître la tension de référence; tension et coefficient de température obtenus.**

Celle-ci peut être accrue en ajoutant un composant série : diode Schottky (+0,45 V, soit référence portée à 3,15 V), diode classique au silicium (+0,75 V), LED (+1,6 V) ou Zener, au choix (fig. 2). Une résistance en parallèle sur la 5082-4732 transformerait le montage en détecteur de niveau de courant.

# COMMANDE SIMPLE D'ÉMETTEUR INFRAROUGE




**Commande d'émetteur infrarouge par circuit intégré CA3085.**

Un simple régulateur intégré de tension, tel que le CA 3085 A de *RCA*, convient parfaitement pour la commande d'une diode émettrice en infrarouge. Avec ce circuit, la tension de sortie peut être ajustée de 1,7 à 36 V pour une tension d'entrée de 7,5 à 40 V. On a fait, ici, 9 V ± 2 V à l'entrée ; le courant de court-circuit, noté $I_{SS}$, est égal à $0{,}6/R_{SS}$. Le courant dans la résistance $R_L$, qui traverse donc aussi la diode, est $I_L = 1{,}6/R_L$ ; en faisant $R_L = 51\Omega$, on trouve environ 32 mA.

# ÉMISSION IR EN PULSÉ

Afin d'émettre en pulsé, on peut recourir au montage de la figure 1, qui montre l'emploi du timer bien connu, le circuit intégré 555. Ici, c'est un CA555 qui, via un transistor, attaque la LED type SG1010, de *RCA*.

Cette SG1010 est une diode à l'arséniure de gallium, émettant sur 940 nm ; son boîtier a 5 mm de diamètre environ, et son courant direct, qui est de 100 mA max en continu, descend à 10 mA en impulsions, valeur moyenne.

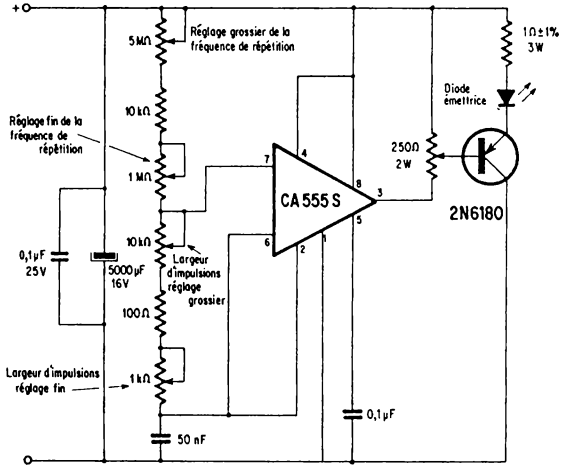
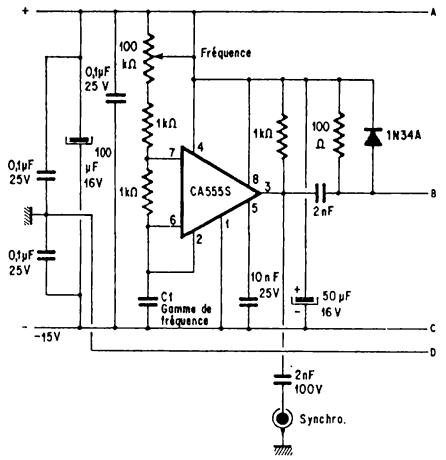


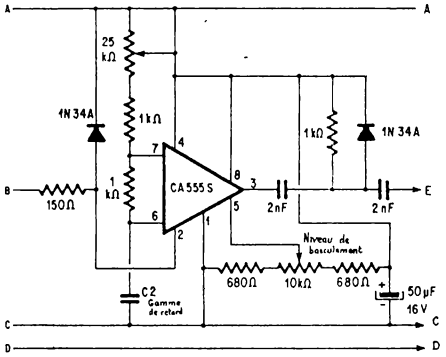

**Fig. 1. — Montage simple de commande de diode émettrice infrarouge en pulsé.**

Selon ce schéma, la vitesse de répétition des impulsions va de 6 Hz à 3 kHz, avec une largeur d'impulsions de 4 µs à 250 µs. Les réglages successifs sont, dans l'ordre : la largeur de l'impulsion, puis la fréquence. Le courant de sortie pulsé peut atteindre 3,5 A en crête, grâce à ce montage.

Un schéma plus élaboré, de hautes performances, est donné figure 2. Si la diode infrarouge est toujours une SG1010, on voit qu'elle est commandée par une batterie de temporisateurs 555 en cascade, et via une paire PNP-NPN. Celle-ci peut être alimentée sous une tension atteignant 100 V ; on la réglera pour obtenir la bonne amplitude du courant instantané de sortie.




*(Ces trois fractions de schéma sont à réunir comme l'indique les lettres)*



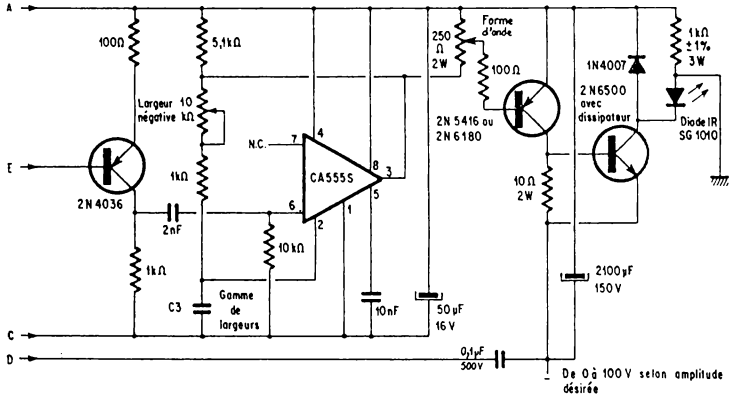




**Fig. 2. — Montage élaboré permettant la commande séparée de la fréquence, de la largeur d'impulsion et du retard.**

La fréquence de répétition des impulsions dépend de la valeur du condensateur $C_1$, qui commande la constante de temps du premier 555, le plus éloigné de la diode IR ; ainsi :

— Avec 10 µF, on va de 1,5 à 36 Hz ;
— avec 1 µF, on couvre de 15 à 365 Hz ;
— enfin, avec 0,1 µF, la gamme s'étend de 150 Hz à 3,7 kHz.

Le second 555, au centre, permet l'introduction d'un retard ; à nouveau, et selon la valeur attribuée au condensateur $C_2$, on trouvera :

— avec 50 nF, de 138 à 1 000 µs ;
— avec 10 nF, de 28 à 200 µs ;
— avec 5 nF, de 13,8 à 100 µs ;
— enfin, avec 1 nF, de 2,8 à 20 µs.

La durée de l'impulsion négative, sa largeur, est fixée par le troisième 555 toujours grâce à un potentiomètre participant à une constante de temps avec le condensateur $C_3$ ; de sa valeur dépend cette largeur :

— avec 100 nF, de 110 à 1 200 µs ;
— avec 10 nF, de 11 à 120 µs ;
— avec 1 nF, de 1,1 à 12 µs ;
— et avec 0,1 nF, de 0,2 à 1,2 µs.

Toutes les résistances sont du type 0,5 W, sauf spécifications contraires. La sortie typique est de 10 A pulsés.

CHAPITRE II

# Réseaux de LED

*Les diodes électroluminescentes discrètes peuvent être organisées en réseaux linéaires ou plans. Dans le premier cas, elles peuvent avantageusement remplacer l'affichage analogique classique. Dans le second, elles serviront à toutes sortes d'affichages, y compris graphique ; leur commande sera généralement multiplexée.*

## 1. COMMANDE D'UN RÉSEAU LINÉAIRE AVEC ENTRÉE ANALOGIQUE

Pendant longtemps, l'affichage de grandeurs est resté analogique, en particulier grâce aux indicateurs à cadre mobile. Des considérations de fiabilité, de robustesse, de précision ou de confort ont, les progrès de la technique aidant, mis l'affichage numérique à l'avant-plan. Cependant, l'évolution ou l'interprétation rapide de mesures a mené à un troisième type d'affichage, mixte, où les valeurs analogiques sont quantifiées et affichées en échelle par tout ou rien. C'est ce que l'on appelle le plus souvent l'*affichage analogique linéaire* (réalisé par « bar graph »), bien qu'il puisse revêtir toutes autres formes, circulaire par exemple. La figure 1 illustre ce que l'on entend là : des LED sont étroitement assemblées en ligne (ou circulairement) et, en s'allumant, simulent la progression d'une valeur. A la limite, plusieurs échelles verticales côte à côte serviront à réaliser un analyseur de spectre.

Les avantages de ce mode d'affichage sont : robustesse (haute résistance aux chocs, accélérations, vibrations...), grande fiabilité, excellente visibilité et lisibilité y compris dans une ambiance sombre! L'usage de LED de différentes couleurs permet d'attirer facilement l'attention; d'autre part, l'affichage peut respecter toutes les lois, logarithmiques par exemple, et

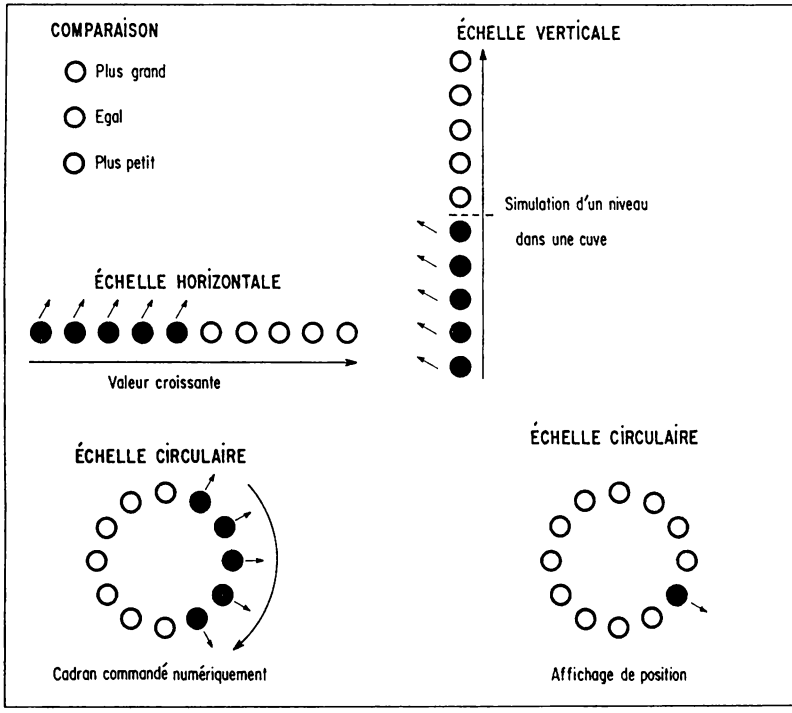



**Fig. 1. — Quelques modes d'affichage « analogique ».**

être commandé à partir d'informations codées de toutes sortes (binaires, BCD...). On passera généralement par quelques circuits spécialisés qui seront des amplificateurs opérationnels, des comparateurs, convertisseurs ou des décodeurs, etc., comme les exemples suivants vont le montrer.

Ainsi, la figure 2 montre une colonne verticale de 4 voyants commandés par une unique tension analogique, via 4 comparateurs. Chaque entrée de comparateur reçoit une tension de référence fixée par le pont de résistances et, en différentiel, la tension analogique de mesure; la sortie bascule au dépassement et allume le voyant en regard. Les valeurs des résistances ne sont pas critiques, seul leur rapport est important. Dans ce montage (qu'on désigne souvent par son nom américain de « bar graph »), une tension d'entrée $V_{in}$ supérieure à la tension de référence $V_1$ allume le voyant 1; si elle est supérieure à $V_2$, elle met en service simultanément les voyants

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1+R_2+R_3+R_4+R_5} V_{CC}$$

$$V_2 = \frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3+R_4+R_5} V_{CC}$$

$$V_3 = \frac{R_1+R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3+R_4+R_5} V_{CC}$$

$$V_4 = \frac{R_1+R_2+R_3+R_4}{R_1+R_2+R_3+R_4+R_5} V_{CC}$$

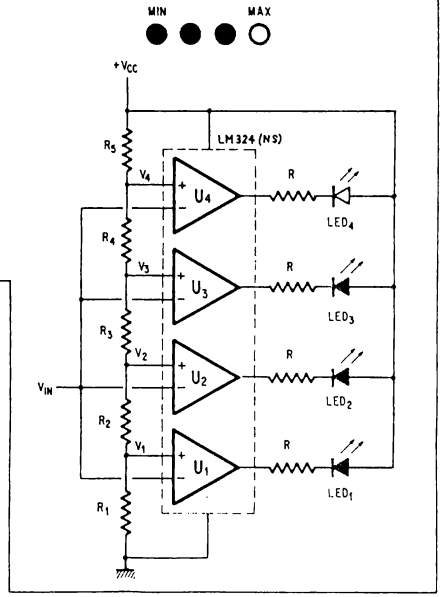



**Fig. 2. — Affichage linéaire en colonne, genre « bar graph ».**

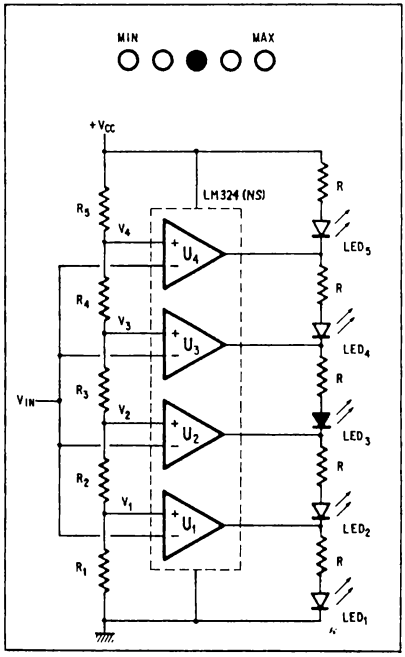



**Fig. 3. — Affichage de position, un seul voyant étant allumé à un instant donné. Le calcul des résistances fixant les références de tension répond aux mêmes formules que dans le schéma précédent.**

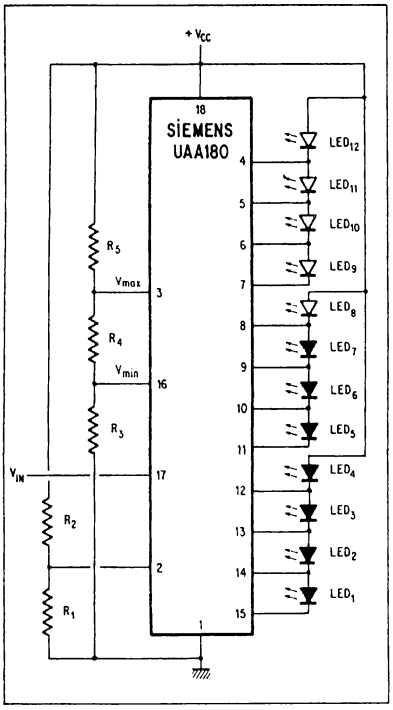



Fig. 4. — Affichage analogique avec circuit intégré spécial, type UAA180.

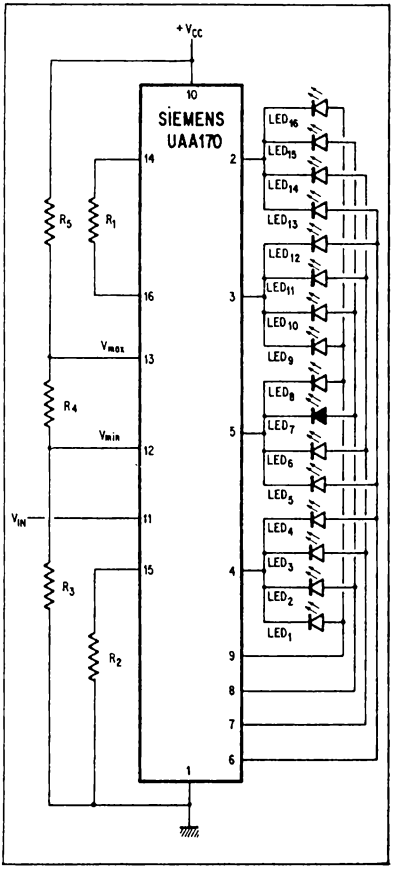



Fig. 5. — Affichage de position avec circuit intégré UAA170.

1 et 2; etc. Chaque LED est dotée de sa propre résistance de limitation de courant R, ce qui permet le mélange de tous types de voyants; par exemple, on utilisera des voyants verts en bas d'une échelle, jaunes au centre, pour signaler une situation critique, et rouges au sommet pour une situation anormale.

Au lieu d'une rampe de LED partiellement allumées, on peut réaliser un indicateur de position où un seul voyant est en service à un instant quelconque. C'est ce que montre la figure 3. Si $V_{in}$ est inférieure à la tension de référence $V_1$, la sortie de tous les comparateurs est au niveau de $V_{cc}$ et seul, le voyant 1 est allumé, parce qu'il est commandé par le comparateur $U_1$. La tension $V_{in}$ croissant et s'inscrivant entre les références $V_1$ et $V_2$, la sortie du comparateur $U_1$ bascule et passe à zéro alors que celle de $U_2$ reste à $V_{cc}$ : en conséquence, le voyant 2 s'allume mais 1 s'éteint. Ainsi, chaque LED s'allume séquentiellement.

Dans ces deux montages, l'alimentation est unique car on ne détecte qu'une seule polarité de tension. On a employé des circuits intégrés — comparateurs multiples mais, on pourrait recourir à des circuits spéciaux conçus pour ce type d'application. Ainsi, l'indicateur linéaire de la figure 4 applique le UAA-180 de *Siemens*, et l'indicateur de position de la figure 5 un UAA-170 de la même firme. Le réseau de résistances à l'entrée détermine la gamme de mesure comprise entre $V_{min}$ et $V_{max}$, et les points de commutation, selon les principes énoncés ci-dessus.

## 2. COMMANDE D'UN RÉSEAU LINÉAIRE AVEC ENTRÉE NUMÉRIQUE

Si la tension d'entrée de mesure est numérique, qu'elle soit codée en binaire, BCD, octal, hexadécimal..., il faudra utiliser un décodeur approprié. Éventuellement, une tension d'entrée analogique peut fort bien être convertie au préalable en numérique à l'aide d'un convertisseur A/D (analogique à digital, ou numérique).

Dans la figure 6, le décodeur binaire à 1 parmi 8 commande la mise en service de l'une des 8 lampes; il s'agit donc d'un indicateur de position. On peut organiser les LED en réseau à l'aide de deux de ces décodeurs, comme le montre la figure 7, et attaquer ainsi 64 voyants. Chaque décodeur commande une rangée ou une colonne. Selon ce principe, on peut cascader les décodeurs ou en utiliser de divers formats : 1 parmi 4, ou 1 parmi 16... Le nombre de composants périphériques, annexes, reste très faible en raison du multiplexage inhérent à ce mode d'affichage, qui a été présenté lors de l'examen des réseaux de LED.

### 2.1. Commande par circuits logiques

Une autre façon de commander les voyants consiste à passer par des fonctions logiques. Ainsi, des portes AND judicieusement disposées servi-

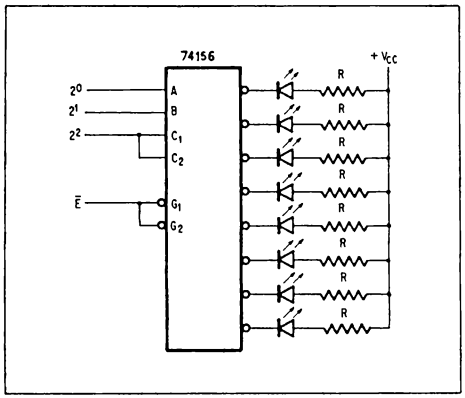



**Fig. 6. — Commande d'affichage en binaire. Chaque code d'entrée provoque la mise en service d'un unique voyant. L'entrée d'autorisation E portée à zéro autorise le circuit à fonctionner; si elle est à 1, aucun voyant ne peut s'allumer.**

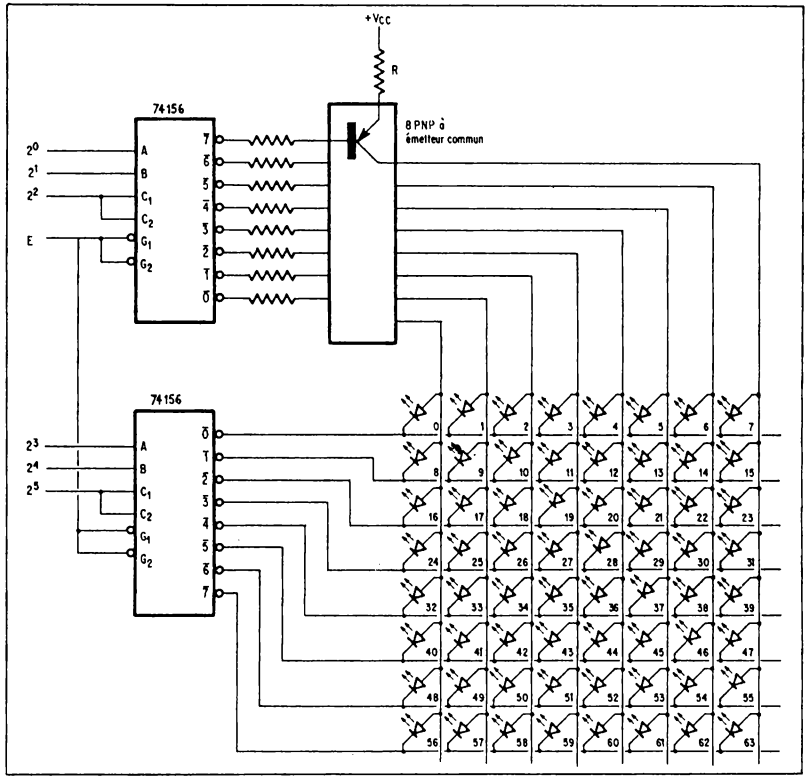



**Fig. 7. — Le principe de la figure précédente est ici étendu à un réseau. Les décodeurs attaquent les rangées et les colonnes.**

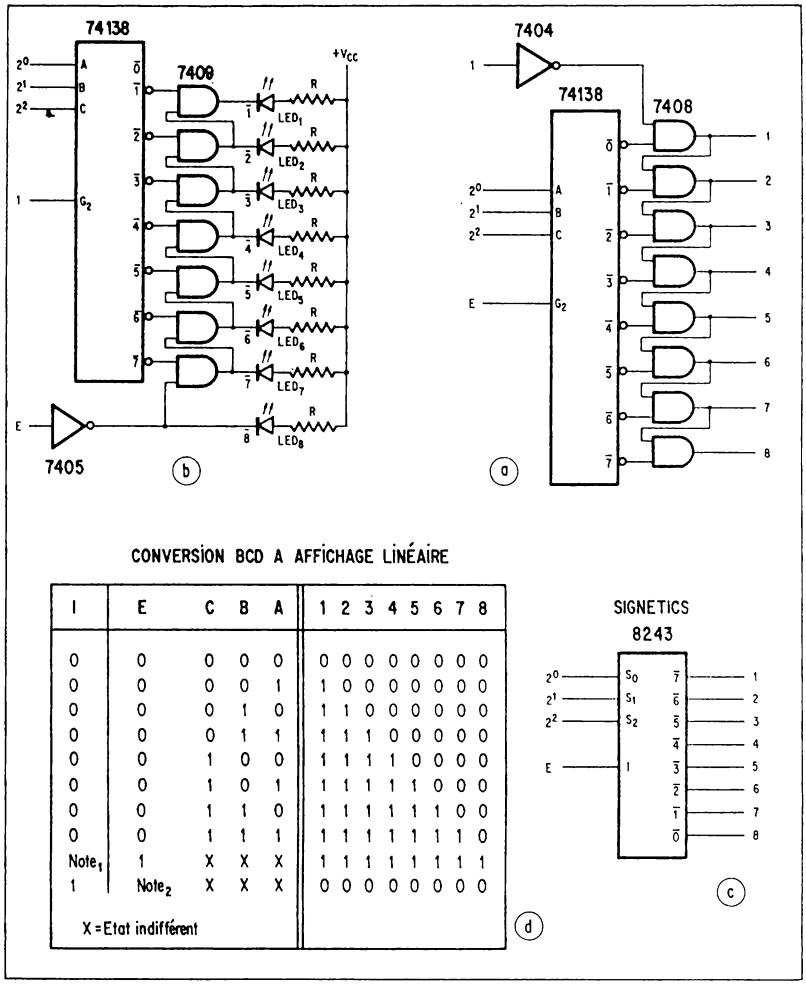



**Fig. 8. — L'adjonction de portes AND permet d'afficher en « bar graph ». En *a*, les sorties sont actives à l'état haut et se font sur totem pole; en *b*, elles sont actives à l'état bas et se font sur collecteur ouvert. En *c*, variante avec circuit 8243, sortie active à l'état haut et collecteur ouvert. En *d*, table de conversion BCD à « bar graph ». Note 1 : I = 0 pour schéma (*a*) et I = indifférent pour (*b*); note 2 : E = indifférent pour (*a*) et E = 0 pour (*b*).**

ront à un affichage linéaire (fig. 8). Un tel réseau peut être prolongé à volonté. En *a* figure un affichage avec sortie des portes logiques actives à l'état *haut*, et en *b* à l'état *bas*.

Si nécessaire, ce même principe pourrait être appliqué à des LED organisées en réseau, afin d'en accroître le nombre en réduisant le matériel d'interface et de commande.

## 3. ORGANISATION D'UN RÉSEAU PLAN

L'organisation de LED en réseaux procure de nouvelles possibilités d'affichage. De plus, le multiplexage des commandes permettra souvent de réaliser des économies sur les circuits « d'intendance ».

Un exemple en est le suivant : soit 16 LED servant d'indicateurs de pupitre de commande. Selon le montage classique et individuel des LED,

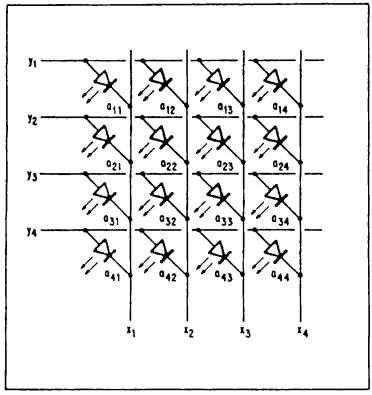



**Fig. 9. — Organisation d'un réseau de LED en matrice. Chaque voyant est directement adressable (accès aléatoire).**

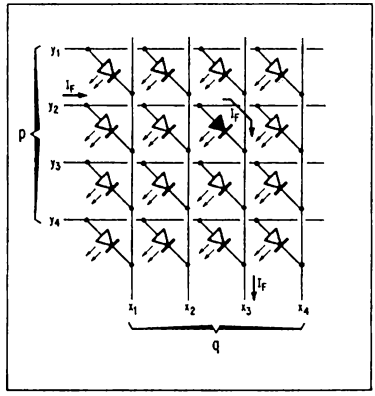



**Fig. 10. — Dans ce réseau de 16 voyants, la rangée Y2 et la colonne X3 sont excitées, le voyant placé à leur intersection est allumé.**

il faudra 16 transistors de commande, 16 résistances, et 17 connexions pour les attaquer. Or, ces 16 LED peuvent être regroupées en un réseau de 4 par 4 (fig. 9); pour exciter une LED, il faut attaquer simultanément la *colonne* et la *rangée* qui la desservent. Par conséquent, il suffira d'utiliser 8 transistors, 4 résistances de limitation et 8 connexions dites d'adressage pour l'ensemble du réseau.

En réalité, on vient de redémontrer ici l'intérêt du multiplexage. En généralisant, on peut dire qu'un produit de $p$ par $q$ LED exige $p \cdot q$ fois d'éléments discrets pour les commander individuellement, mais seulement $p + q$ fois ces composants discrets si on multiplexe les lampes. Le nombre de connexions d'attaque est $p \cdot q + 1$ dans le premier cas, $p + q$ seulement dans le second.

Dans le réseau de la figure 10, une seule LED est allumée à un instant donné par excitation d'une colonne et d'une rangée. C'est l'adressage,

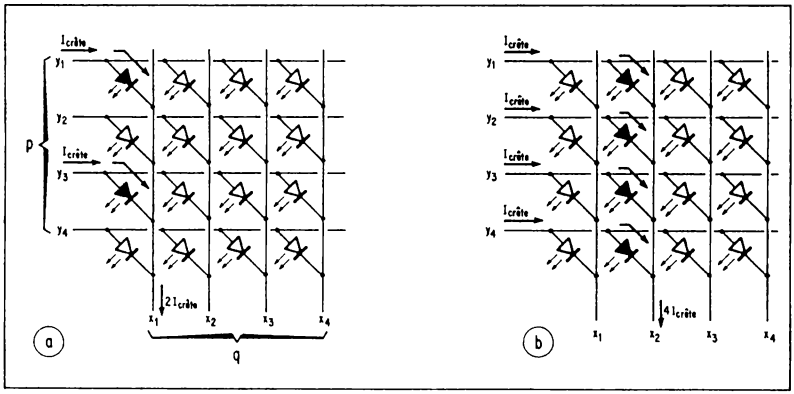



**Fig. 11. — Ici, on a allumé deux voyants situés sur une unique colonne en excitant simultanément les deux rangées Y1 et Y3 (en *a*). On peut aussi facilement commander tous les voyants d'une seule colonne en excitant simultanément toutes les rangées (*b*).**

réalisé ici par $Y_2$, $X_3$. Plusieurs LED peuvent être commandées simultanément dans un tel réseau à la condition qu'elles soient connectées à une unique colonne ou à une unique rangée (fig. 11).

Si l'on commute suffisamment rapidement l'attaque des colonnes et des rangées (par exemple à plus de 100 Hz), on pourra successivement allumer différentes LED quel que soit leur emplacement, et en reprenant cycliquement ce code donner l'impression de commander aléatoirement les lampes. Une telle façon de procéder est dite *séquentielle ;* on oppose souvent ce mode séquentiel, ou à *commande en alternatif* au mode précédent dit à *commande en continu.*

Un tel réseau servira pour afficher des informations indépendantes ou, si l'on regroupe étroitement des LED, à former des messages, des chiffres ou des lettres, ou même à visualiser du graphique. Dans le cas précis de l'affichage numérique ou alphanumérique, les réseaux ont été intégrés et présentés sous forme d'afficheurs; on les examinera séparément dans un chapitre ultérieur.

## 4. ÉLABORATION DU RÉSEAU PLAN

Une fois le réseau déterminé, il convient de fixer l'intensité lumineuse de ses voyants.

Les rendements des LED rouges, vertes et jaunes étant différents, il faudra les regrouper par couleurs afin de les alimenter via des résistances de limitation appropriées.

L'intensité lumineuse souhaitée servira à déterminer le rapport cyclique (c'est-à-dire les temps de mise en service et d'extinction) des lampes, en tenant compte des courants de crête admissibles. Pour cela, on se reportera

aux formules et courbes données dans le premier chapitre; l'une des formules citées permet en effet d'écrire directement.

$$\text{Rapport cyclique} \geqslant \frac{I_{V\text{moyen}} \cdot I \text{ spécif} \cdot (\eta \text{ à } I \text{ spécif})}{I \text{ crête} \cdot (\eta \text{ à } I \text{ crête}) \cdot I_V \text{ (spécif)}}$$

où :

I crête est le courant de crête, maximal, dans la diode;
$I_{V\text{moyen}}$ est l'intensité lumineuse moyenne;
$\eta$ est le rendement, soit à l'intensité de référence selon les spécifications, soit à I crête;
$I_V$ (spécif) est l'intensité lumineuse de référence, selon les spécifications du fabricant (et souvent à 10 mA);
I spécif étant cette dernière intensité de courant de référence.

A titre d'illustration, le tableau A fournit, à partir de données *Hewlett Packard*, quelques rapports cycliques pratiques pour plusieurs types de voyants et plusieurs intensités lumineuses.

Si l'on mélange les types de LED dans un unique réseau, c'est le rapport cyclique correspondant aux voyants les moins efficaces qui s'imposera.

**TABLEAU A. — Rapports cycliques minimals pour quelques voyants HP**

| Type de LED | Intensité lumineuse typique en courant continu | Courant Crête max. | Rapport cyclique minimal pour obtenir une intensité lumineuse moyenne ($I_V$ moyen) de: | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | 0,5 mcd | 1 mcd | 1,5 mcd | 2 mcd |
| GaAsP rouge (655 nm) | 0,8 mcd - 20 mA<br>$\eta$ (1A)/$\eta$ (20 mA) = 0,8 | 1 A | 1/64 | 1/32 | – | – |
| GaP rouge haut rendement (635 nm) | 2 mcd - 10 mA<br>$\eta$ (60 mA)/$\eta$ (10 mA) = 1,54 | 60 mA | 1/40 | 1/18 | 1/12 | 1/9 |
| GaP jaune (583 nm) | 1,8 mcd - 10 mA<br>$\eta$ (60 mA)/$\eta$ (10 mA) = 1,54 | 60 mA | 1/32 | 1/16 | 1/11 | 1/8 |
| GaP vert (565 nm) | 1,8 mcd - 20 mA<br>$\eta$ (60 mA)/$\eta$ (20 mA) = 1,44 | 60 mA | 1/16 | 1/8 | 1/5 | 1/4 |

Ainsi, soit un réseau regroupant des LED rouges, jaunes et vertes, selon les caractéristiques du tableau; si l'on recherche une intensité lumineuse de 1 mcd pour les voyants rouges standards et de 1,5 mcd pour les autres, le rapport cyclique minimal sera de 1/5. Afin de simplifier la logique de décodage, on adoptera alors 1/4. Ainsi, le temps de mise en service est le quart du temps total.

Supposons, d'autre part, que le réseau à concevoir regroupe 3 voyants rouges standards, 2 à haut rendement, 6 jaunes et 1 vert, soit 12 voyants au total. La matrice restera de 4 par 4, soit 4 colonnes et 4 rangées, la dis-

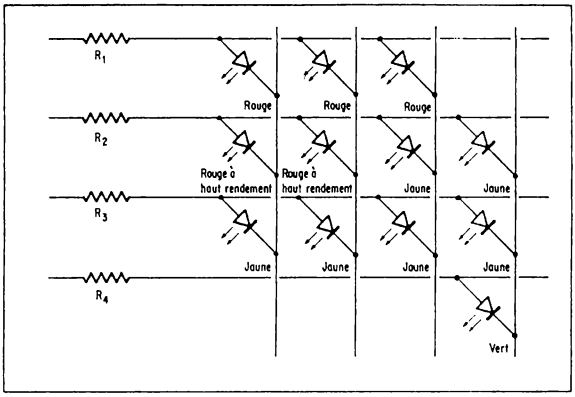



**Fig. 12. — Organisation d'un réseau comportant divers types de voyants. Il faut tenir compte des courants de crête admis et des intensités lumineuses respectives.**

tribution des LED tenant compte des courants de crête nécessaires pour chaque type de voyant. Elle apparaît figure 12, où les intensités respectives de crête sont de 97 mA pour les voyants rouges standard, 24 mA pour les rouges à haut rendement, 26 mA pour les jaunes et 50 mA pour le vert.

## 5. LES CIRCUITS DE COMMANDE DU RÉSEAU PLAN

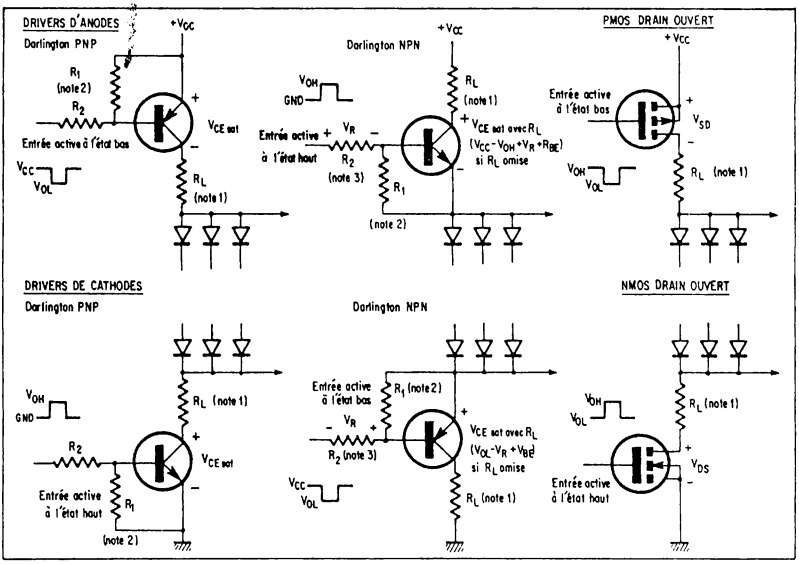



**Fig. 13. — Quelques montages d'attaque des lignes de réseaux. (1) RL est omise sur les drivers de colonne si le balayage s'effectue sur les colonnes (ou sur les rangées dans le cas inverse); (2) R1 peut être omis si le courant de fuite du transistor est faible; (3) R2 peut être omis si RL est supprimée et si le transistor reste actif.**

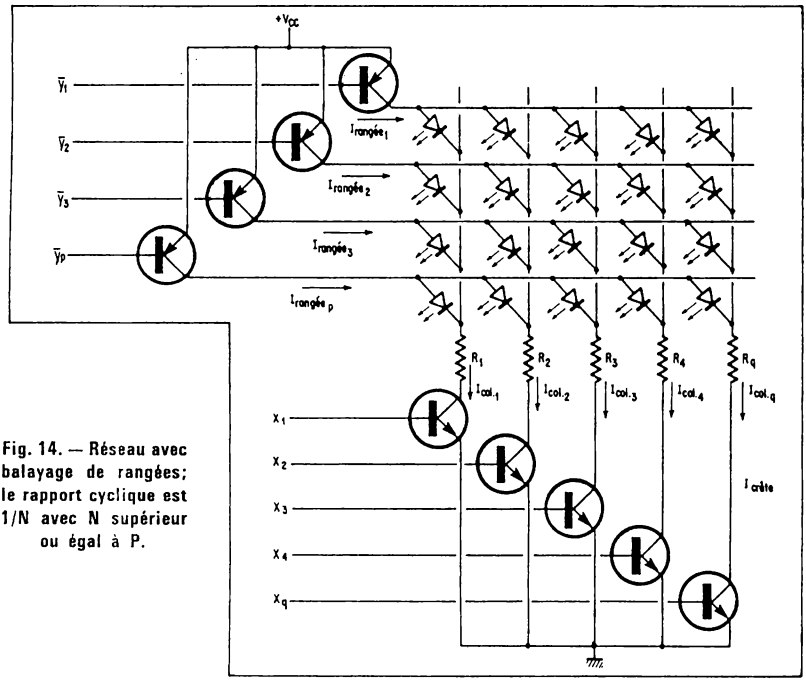



**Fig. 14. — Réseau avec balayage de rangées; le rapport cyclique est 1/N avec N supérieur ou égal à P.**

Pour fournir aux LED leur courant, on attaque les lignes de réseau, colonnes et rangées, à l'aide de transistors. Ceux-ci doivent être capable de piloter la puissance requise. La figure 13 montre quelques montages-types recourant à des PNP, NPN ou MOS (MOS classiques de puissance ou VMOS); les résistances $R_1$ et $R_2$ sont fixées de façon que le transistor puisse passer franchement à saturation dans les conditions les plus défavorables. La résistance $R_L$ sert à limiter le courant à travers les voyants.

De façon plus détaillée, les figures 14 et 15 montrent des réseaux pilotés par des drivers d'anodes PNP et des drivers de cathodes NPN. Les lignes X et Y définissent les adresses des voyants et peuvent elles-mêmes être précédées par un décodeur. On notera encore qu'une polarisation inverse appliquée à une diode, et résultant d'un mauvais calcul des circuits, provoquerait la naissance d'un courant inverse non dangereux tant qu'on ne dépasse pas la dissipation maximale; mais ce courant inverse pourrait se reboucler à travers d'autres voyants, créant des « allumages fantômes ».

On notera que le multiplexage peut être assuré par :

• *Balayage vertical*, c'est-à-dire qu'on explore successivement toutes les rangées horizontales;

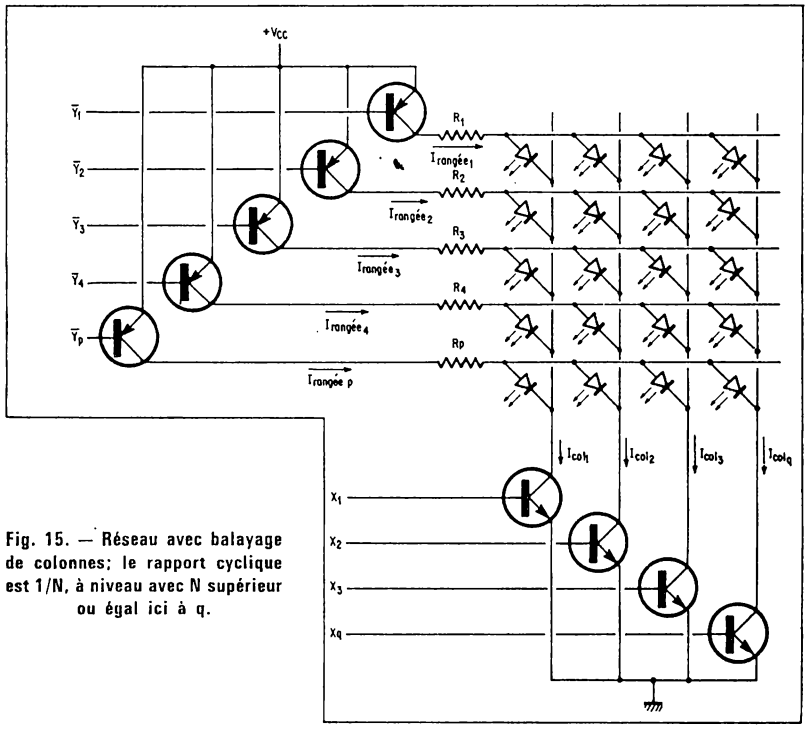



**Fig. 15. — Réseau avec balayage de colonnes; le rapport cyclique est 1/N, à niveau avec N supérieur ou égal ici à q.**

• *Balayage horizontal*, où cette fois, on explore successivement toutes les colonnes.

C'est ce balayage que les Américains dénomment « strobing ». S'il est effectué à plus de 50 Hz, on ne discernera aucun papillotement.

## 6. COMMANDE PAR MICROPROCESSEUR

Un microprocesseur est tout indiqué pour commander un réseau de LED selon les techniques du multiplexage. Un schéma-type en est fourni figure 16 : le microprocesseur (ou : CPU, de « central processing unit ») émet un mot de sortie sur 1 octet (8 bits), dans le cas d'un réseau de 4 fois 4 LED, soit 16 voyants. Le quartet (mot de 4 bits) de plus fort poids détermine la colonne à exciter, celui de plus faible poids la rangée. Le « port » de sortie est constitué par 8 bascules et mémorise par conséquent l'état en cours. Celui-ci est périodiquement renouvelé; si la cadence de « rafraîchissement » est supérieure à 100 Hz, le réseau est totalement balayé et apparaît en dynamique.

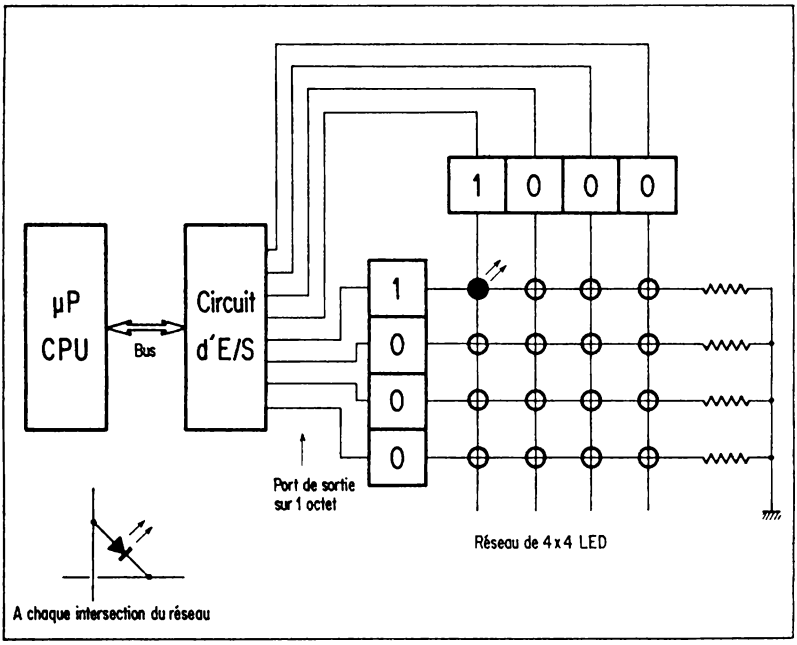



**Fig. 16. — Principe de la commande d'un réseau par microprocesseur, ici de 8 bits pour un réseau de 4 par 4.**

Ainsi, la sortie du mot 10001000 allume le voyant de l'angle supérieur gauche du réseau. Le changement d'état est commandé sur « interruption » du système, après un intervalle de temps qui pourra être décompté par un « timer », tel qu'on en inclut souvent dans les microprocesseurs spécialisés, destinés à un tel usage.

Le mot de sortie émis par le microprocesseur, via le circuit d'entrées-sorties (E/S) peut même être codé. Ainsi, dans la figure 17, trois des bits de ce mot, $Q_5$ à $Q_7$, sont codés et traduisent 1 état parmi 8; ils sont décodés par le circuit CD 4028. Ainsi, un classique microprocesseur tel que le 8080 (de 8 bits) pourrait, dans ce cas, piloter 40 voyants avec un rapport cyclique de 1/8 (un huitième de temps est affecté à chaque mot de sortie sur 8 bits). Le tableau B développe cette idée, à partir d'une structure identique, en tenant compte du nombre de cellules à verrouillage (« latches ») disponibles en sorties pour mémoriser un état donné, et du rapport cyclique.

La figure 18 fournit un autre exemple de commande par microprocesseur à mots de 4 bits, où un réseau de 16 LED organisé en 4 colonnes et 4 rangées est attaqué par le quartet de sortie sur ses colonnes, mais fournit un mot d'entrée sur 1 quartet au microprocesseur pour ses rangées, celles-ci

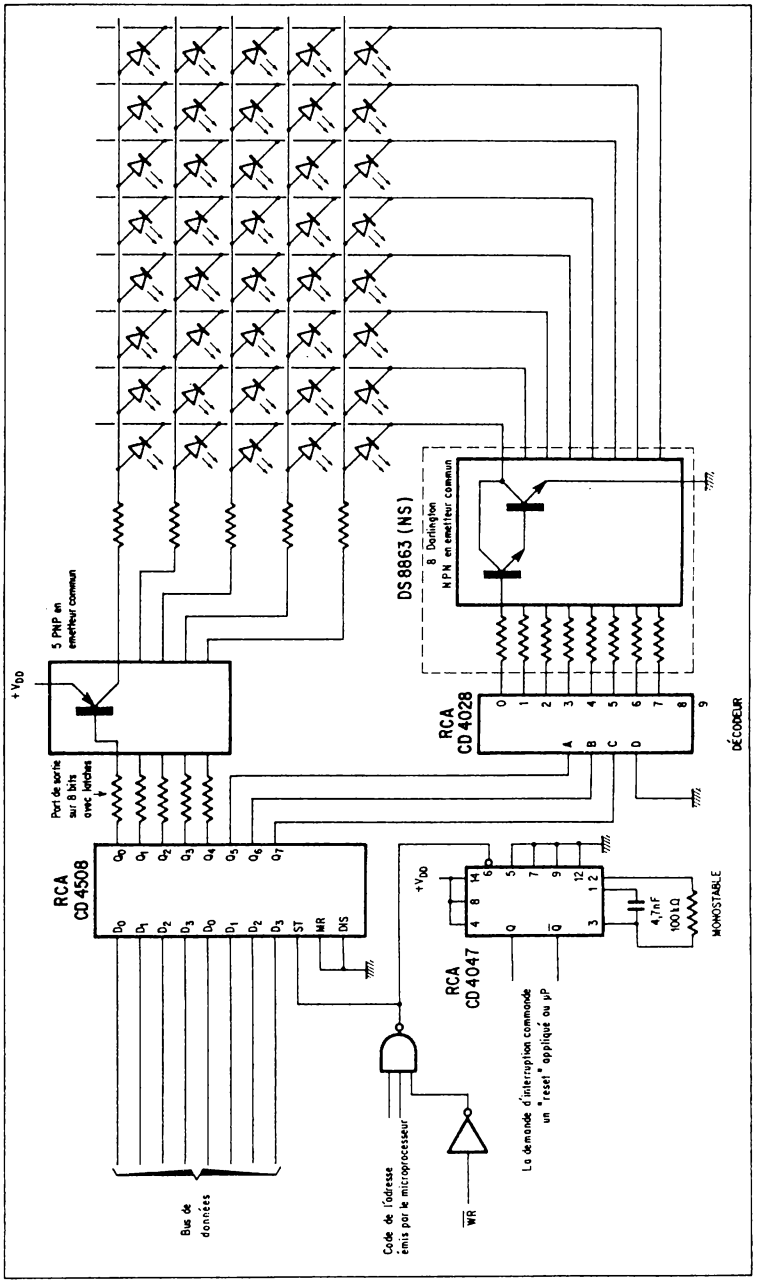



**Fig. 17. — Commande d'un réseau de 5 fois 8 LED par un microprocesseur 8 bits, avec verrouillage du mot de sortie sur 8 bits et rapport cyclique de 1/8.**

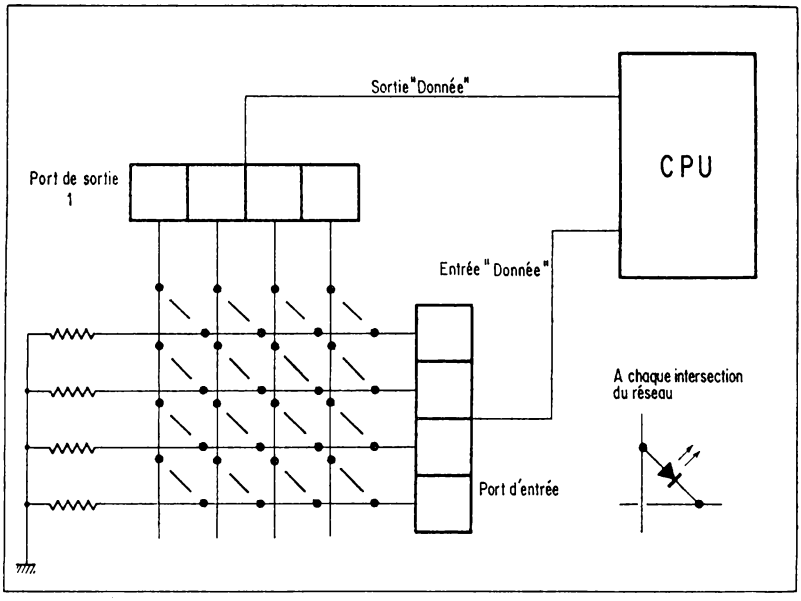



**Fig. 18. — Commande d'un réseau de 4 par 4 LED avec un microprocesseur 4 bits; le mot d'entrée qui témoigne de la rangée excitée s'auto-incrémente.**

**TABLEAU B. — Commande par microprocesseur à 8 mots de 1 octet avec bits codés**

| Raport Cyclique | Nombre de cellules à verrouillage (latches) disponibles (bits) | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 8 | 16 | 24 | 32 |
| Continu | 8 x 1 = 8 LED | 16 x 1 = 16 LED | 24 x 1 = 24 LED | 32 x 1 = 32 LED |
| 1/2 | 7 x 2 = 14 | 15 x 2 = 30 | 23 x 2 = 46 | 31 x 2 = 62 |
| 1/4 | 6 x 4 = 24 | 14 x 4 = 56 | 22 x 4 = 88 | 30 x 4 = 120 |
| 1/8 | 5 x 8 = 40 | 13 x 8 = 104 | 21 x 8 = 168 | 29 x 8 = 232 |
| 1/16 | 4 x 16 = 64 | 12 x 16 = 192 | 20 x 16 = 320 | 28 x 16 = 448 |
| 1/32 | 3 x 32 = 96 | 11 x 32 = 352 | 19 x 32 = 608 | 27 x 32 = 864 |

étant balayées cycliquement sans que le CPU s'en préoccupe. Ainsi, un balayage complet du réseau fera intervenir une séquence telle que :

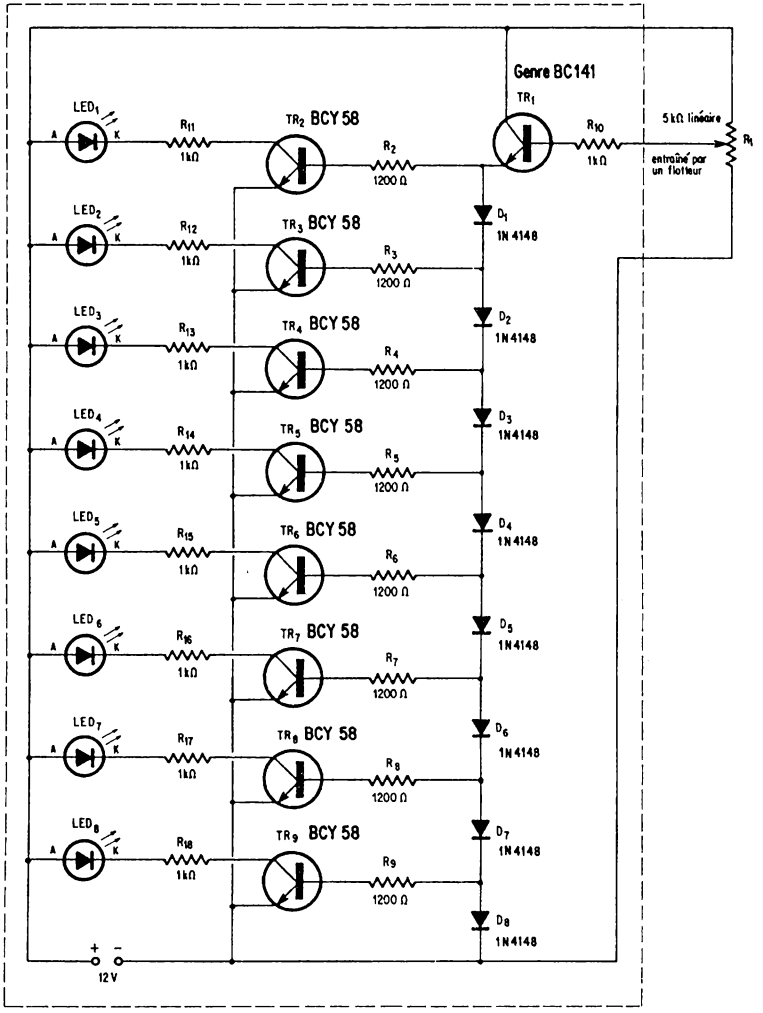
- sortir le mot 0001;
- analyser le mot d'entrée;
- sortir le mot 0010;
- analyser le mot d'entrée;
- etc.

Il n'y a pas de codage, ici, chaque bit correspondant à une colonne ou à une rangée.

# *APPLICATIONS DES RÉSEAUX DE LED*

# ÉCHELLE LUMINEUSE A COMMANDE ANALOGIQUE POUR MESURE DE NIVEAU DANS UN RÉSERVOIR

Pour éviter une commande numérique et, très souvent, l'indispensable conversion analogique-numérique qu'elle impose, on peut attaquer direc-




**Un simple diviseur de tension à diodes permet l'affichage d'une tension analogique sur une échelle linéaire de LED.**

tement une échelle de voyants avec une tension analogique. La première idée qui vient à l'esprit consiste alors à faire précéder chaque diode d'un comparateur qui fixe la tension de référence à partir de laquelle seulement le voyant sera commuté, mais une méthode plus simple existe : c'est celle qui est proposée dans la figure.

L'échelle des tensions analogiques est fixée par de simples diodes au silicium, types BA 127, 1 N 4148, BAY 39 ou BAY 61, ou autres, formant diviseur de tension. Chaque diode chute en effet quelque 0,7 V (donnée à vérifier selon le type employé : on se méfiera aussi de la dérive en température). Par conséquent, il suffira d'ajuster le courant total à l'aide du potentiomètre $R_1$ pour obtenir un trait lumineux continu proportionnel à la tension d'entrée.

Or, celle-ci est déterminée par un potentiomètre dont l'axe est entraîné par la courroie d'un flotteur, suivant l'évolution du niveau de liquide. Par conséquent et à partir de l'alimentation 12 V, les diodes traduiront le niveau de remplissage du réservoir.

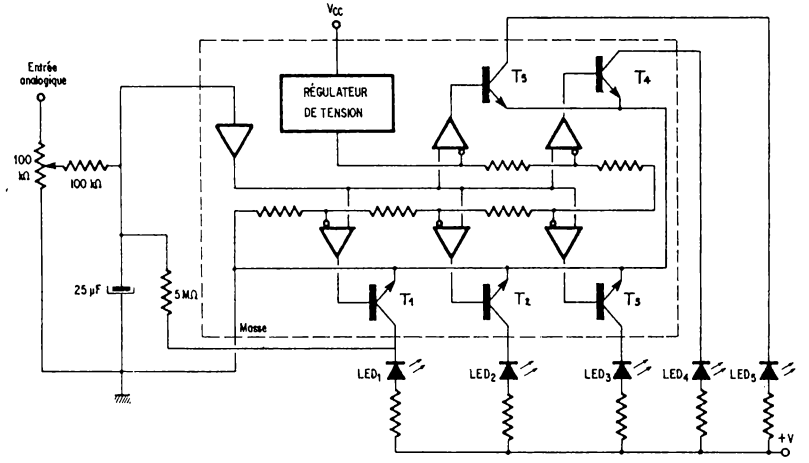
Il faut tenir compte, pour le calcul de la mise en service des voyants, de la chaîne des chutes de tension qui interviennent. De ce fait, le premier voyant s'allume vers 1,6 V alors que le second demande 2 V et le troisième 2,5 V, les pas suivants restant aussi de l'ordre de 0,5 V. Le huitième et dernier, ici, détectera donc 8 V.

Le travail principal consistera donc à asservir le potentiomètre au flotteur en choisissant la démultiplication souhaitée.

# PENTADÉTECTEUR DE NIVEAUX POUR VOLTMÈTRE ULTRA-SIMPLE

Cinq niveaux différents détectés par un unique circuit intégré : il faudrait environ une carte complète de composants discrets pour réaliser les mêmes fonctions.

Ce circuit, c'est le TL 489 de *Texas*. Il comporte 5 comparateurs, 5 transistors de sortie, un buffer d'entrée haute impédance, un régulateur de tension, et 5 résistances fixant les niveaux. Le tout est en technologie bipolaire et peut directement piloter des LED, ou même de petits voyants à incandescence (80 mA et 18 V max.), et à fortiori des circuits logiques.




**Détection de cinq niveaux de tension et affichage à partir d'un unique circuit intégré.**

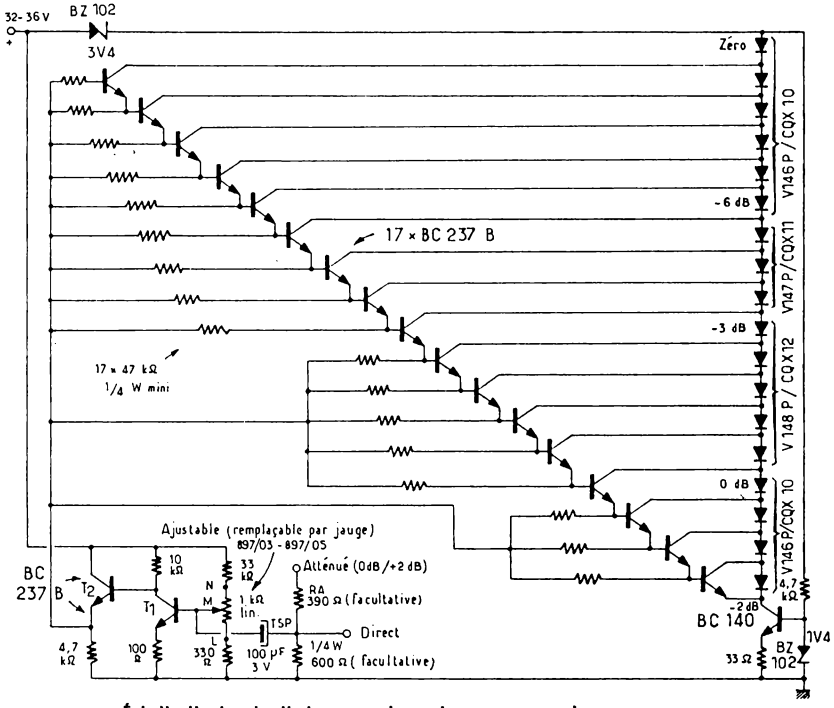
Pour une tension nominale d'entrée de 200 mV, le premier transistor $Q_1$ commute ; le second en fera autant pour 200 mV de plus, soit 400 mV, et les autres aussi pour chaque pas de 200 mV. Par conséquent, l'excursion totale en tension est de 1 V. L'hystérésis autour du point de commutation est d'environ 10 mV, ce qui exclut toute oscillation intempestive. Ce TL 489 fonctionne sous 10 à 18 V et se présente en boîtier plastique à 8 broches.

A quoi pourra-t-il servir ? Tout d'abord, de comparateur industriel, bien sûr. Mais aussi, on pourra réaliser, grâce à lui, un voltmètre mesurant par pas, les tensions à partir de 0,2 V. On peut accroître la gamme couverte en associant plusieurs TL 489, et leur faire piloter une échelle linéaire de LED.

# VU-MÈTRE A 18 POINTS OU JAUGE POTENTIOMÉTRIQUE

La particularité de ce vu-mètre, c'est qu'il est réalisé à l'aide de diodes électroluminescentes en boîtier parallélépipédique, c'est-à-dire à section rectangulaire, ce qui est très commode pour les juxtaposer. Plus précisément, il s'agit de LED de *AEG-Telefunken*, dites à « profil plat ».

Ces LED sont juxtaposées au pas de circuit imprimé standard (2,54 mm), et il suffit d'ouvrir dans la tôlerie ou le panneau d'affichage une « lumière » rectangulaire de 5,08 mm de large, la longueur étant calculée à partir du nombre de diodes × 2,54 mm. La comparaison avec les dimensions d'un appareil à aiguille n'est même plus à faire.




**Échelle linaire de diodes en trois couleurs : rouges, jaunes et vertes.**

*Sur le plan optique*, on bénéficie de trois couleurs ROUGE, JAUNE, VERT, qui peuvent indiquer des zones de « danger », « correct », « insuffisant », et la distance de lisibilité est considérablement accrue par rapport à un système à aiguille. Il n'y a pas d'erreur de parallaxe.

*Sur le plan électrique, l'inertie* du système réalisé avec ces diodes est quasi nulle, alors qu'un instrument à aiguille — même soigneusement équilibré — ne peut lire des crêtes. On peut allonger ou rétrécir la bande lumineuse, ou bien « déplacer » un point suivant les circuits utilisés en association avec les diodes.

Le vu-mètre est réalisé sur une plaquette mesurant au maximum 63,5 mm (25 × 2,54) par 50,8 mm (20 × 2,54). Un circuit imprimé spécial a même été conçu à cet effet (mais existera-t-il encore lorsque ce livre paraîtra, les développements techniques étant si rapides ?). Voici cependant ses références : 396.900.996.9, câblé ou non, chez deux fabricants : *AFACEL* à Longjumeau (928 92.10), et *THIERRY* à Montlhéry (901 07.41). Un amplificateur d'adaptation (600 Ω) est incorporé, et la place est prévue pour une résistance d'atténuation à choisir (fixe ou commutable), en fonction des niveaux à visualiser. Un générateur à courant constant incorporé (figé par RI = 33 Ω) alimente les diodes. La consommation totale du circuit est de l'ordre de 25 mA pour 33 Ω.

Pour réaliser une jauge potentiométrique, on utilisera le même circuit (sans le réseau d'entrée) en connectant ses trois fils en lieu et place du potentiomètre d'ajustage de zéro. De même pour des *mesures de tensions continues*.

# QUATRE APPLICATIONS D'ÉCHELLES LUMINEUSES A L'AUTOMOBILE

On a examiné antérieurement les principes et la réalisation d'échelles lumineuses, destinées à supplanter des indicateurs galvanométriques. La figure 1 montre quelques formes d'échelles en arc de cercle pour indiquer un niveau de liquide, par exemple d'essence dans le réservoir. La figure 2, elle, évoque des indicateurs de charge de batterie avec zéro central et voyants verts (charge) ou rouge (décharge), soit à point lumineux, soit à segment dont la longueur témoigne de l'intensité.

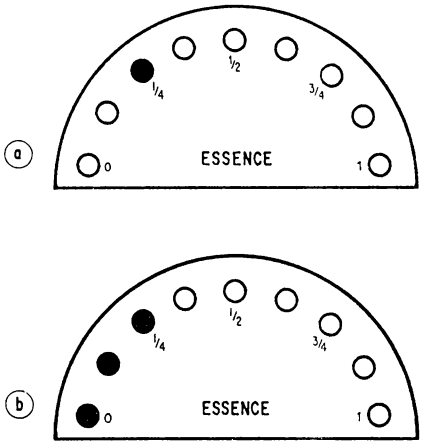



**Fig. 1. — Échelles en demi-cercle indiquant le remplissage du réservoir d'essence. En *a*, indication ponctuelle; en *b*, affichage sur trait lumineux de longueur variable.**

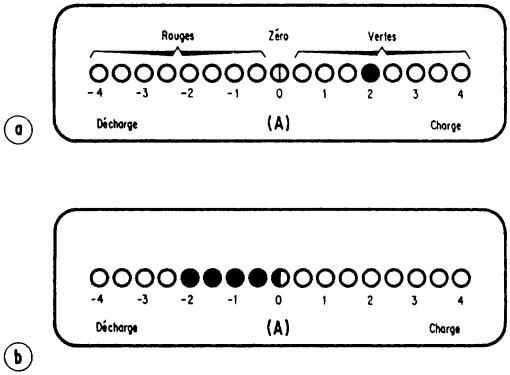



**Fig. 2. — Échelles linéaires à zéro central et voyants multicolores pour état de charge de la batterie. Le voyant central est un double couleur.**

Si l'on suppose que l'information analogique prélevée a été convertie en code numérique BCD, il suffira d'un circuit tel que le 74145 (en TTL) ou équivalent pour piloter 1 voyant parmi 10 (fig. 3). Ce circuit est en effet un convertisseur BCD .et code 1 parmi 10 et débite 16 mA par sortie.

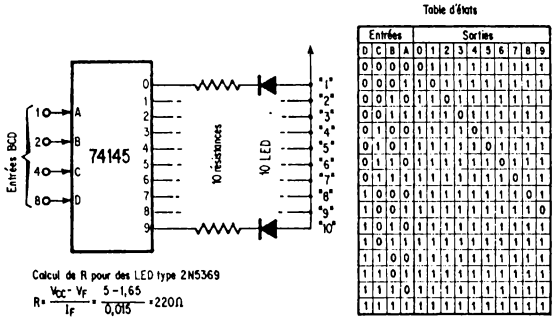



**Fig. 3. — Commande d'une échelle avec mise en service d'un voyant parmi 10.**

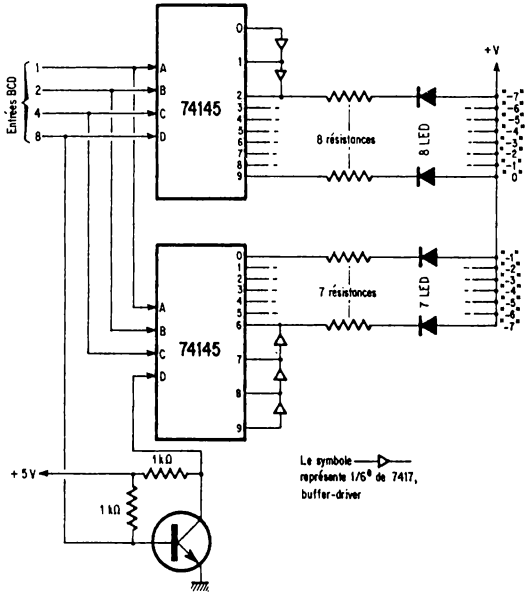



**Fig. 4. — Commande d'un voyant parmi 15, avec zéro central.**

Avec deux circuits 74145, on commande un indicateur à zéro centré de 8 et 7 voyants (fig. 4). Ici, l'un des bits du code d'entrée détermine la polarité et est appliqué directement au premier des circuits de commande, après inversion à l'aide d'un transistor au second ; on se référera à la table des états de la figure précédente pour retrouver le résultat. Pour ne pas

perdre les combinaisons BCD menant à des sorties inemployées, on connecte des buffers du genre sixième de circuit 7417 entre ces sorties et le voyant le plus proche (bien que d'autres combinaisons soient possibles). Puisque le 7417 comporte 6 buffers identiques, le 6e servira à attaquer un transistor inverseur.

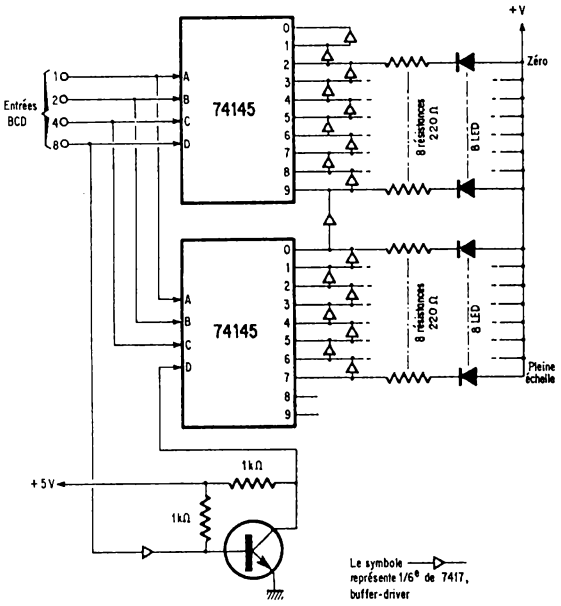



**Fig. 5. — Commande d'un trait continu sur 15 voyants.**

Pour obtenir une ligne lumineuse continue, on reprend le même montage et on lui adjoint systématiquement des buffers du 7417 qui mettront en service les voyants correspondants au « poids » inférieurs des voyants, en plus de celui qui indique la mesure actuelle. Ici, on a situé le zéro en bout d'échelle (fig. 5).

Souhaite-t-on développer le réseau de LED ? Le montage de la figure 6 montre comment, sur les mêmes principes, on attaque 101 voyants à partir d'une commande sur 7 bits. Seize circuits type 74145 interviennent ici ; les trois bits de plus faible poids A, B et C commandent directement les entrées A, B et C des 74145, le bit D opérant alors la sélection à partir de la combinaison d'entrée D, E, F et G. A nouveau, les petits triangles symbolisent des sixièmes de 7417 ; il faudra ici au total 6 circuits de ce type. Le montage exige en outre 103 résistance 0,25 W, dont 101 de limitation de courant pour les LED, celles-ci pouvant être des types les plus divers (*Monsanto*, qui a proposé ces schémas, conseillait des 2 N 5369).

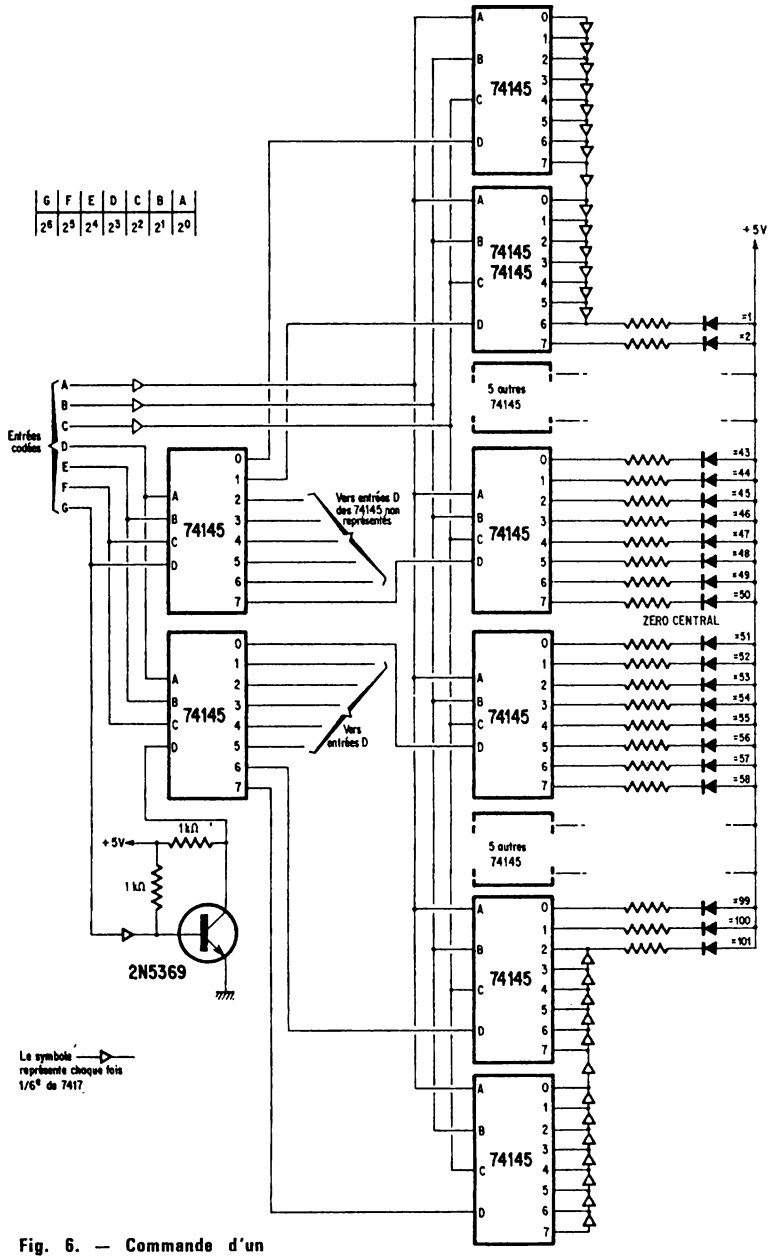



**Fig. 6. — Commande d'un voyant parmi 101 à partir d'un mot d'entrée sur 7 bits.**

# CIRCUIT DE COMMANDE D'ÉCHELLE ANALOGIQUE 30 POINTS

La Société *EFCIS* a réalisé un circuit spécial de commande, nommé « ADE », qui exécute la conversion analogique à digital sur 30 points et permet la mesure d'une tension analogique de 0 à 1 V en gamme de base et son affichage sur une barrette de 30 LED. De plus, ce même circuit permet le traitement de deux valeurs de consigne, haute et basse, et l'affichage d'un point parmi 30 (ce qui contribue à une réduction de la consommation si on recherche celle-ci, ou encore permet de superposer deux mesures). Il accepte encore le fonctionnement en zéro décalé.

Le circuit effectue la mesure d'une tension analogique en plusieurs temps : 1er échantillonnage et mémorisation, conversion analogique digitale avec alarme 1, 2e échantillonnage et mémorisation 10 ms plus tard, conversion analogique digitale avec alarme 2, moyennage et traitement pour affichage des deux valeurs prélevées et déclaration d'alarme. Parallèlement, on effectue l'affichage de la mesure précédente par multiplexage.

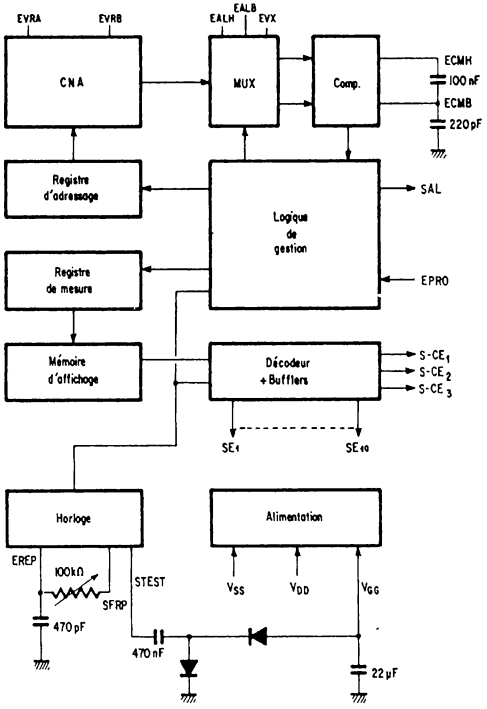



**Fig. 1. — Synoptique du ADE de EFCIS.**

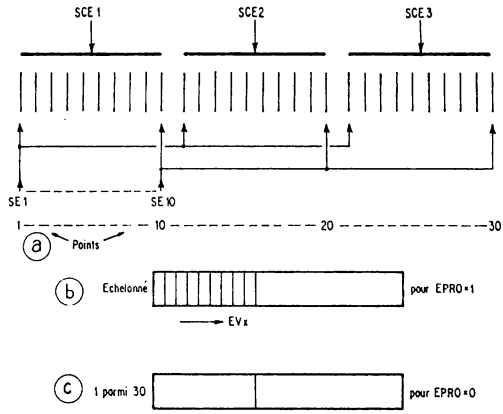



**Fig. 2. — L'affichage multiplexé (*a*) avec les modes échelonné (*b*) ou à 1 parmi 30 (*c*).**

Un tel multiplexage s'impose si l'on ne veut pas accroître le nombre de broches du boîtier : il en comporte ici, au total, 28. De ce fait, la valeur à afficher est transmise aux LED en 3 groupes de 10 avec les deux modes d'affichage indiqués.

Dans le cas où une au moins des alarmes haute ou basse est déclarée, l'affichage complet clignote à Fp/10 000, avec un rapport cyclique voisin de 1/2. De plus, en cas de débordement de gamme, on a les affichages suivants : avec $EV_x < 0$, le point 1 seul allumé clignote ; et pour $EV_x > 30$, le point 30 seul allumé clignote. La gamme est définie par 30 points entre EVRB et 3/5 (EVRA − EVRB) avec une sensibilité minimale de 10 mV par point. Il en résulte la courbe de transfert de la figure 3.

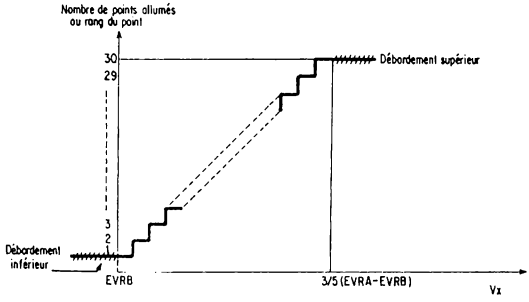



**Fig. 3. — Fonction de transfert de l'affichage.**

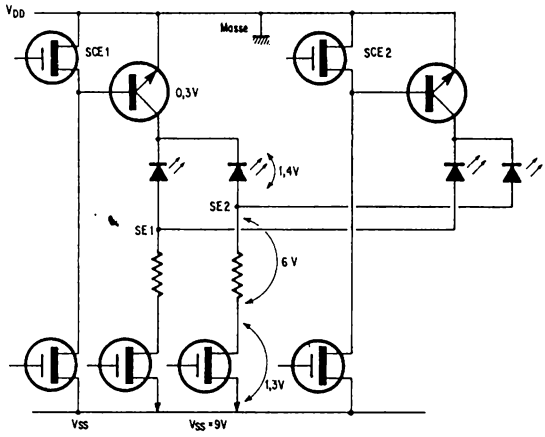



**Fig. 4. — Détail des circuits externes de commande des LED.**

Le circuit est alimenté sous 9 V. Le critère prédominant est la puissance maximum admissible dans le boîtier. Celle-ci est de 400 mW à 70° pour le DIL plastique 28 broches; dans les mêmes conditions, le boîtier DIL céramique 28 broches tolérera 100 °C d'ambiante. Les sorties LED sont disposées en 3 groupes de 10, soit 40 mW par buffer. Le montage de la figure 4 est préconisé.

La commande impulsionnelle des LED (rapport cyclique 1/3) nécessite 30 mA ce qui autorise 1,3 V aux bornes des buffers; une résistance de 200 Ω sera donc nécessaire dans chaque sortie pour créer la chute de potentiel (6 V) nécessaire. Cette résistance permettra, entre autres, de réguler la luminosité des LED, le $R_{ON}$ des buffers étant sujet à de fortes dispersions. La commande des contre-électrodes nécessite 300 mA et se fera donc par l'intermédiaire de transistors commandés directement en bloqué-saturé par les buffers SCE1, SCE2 et SCE3; (courant fourni $>$ 5 mA). Dans le cas du code 1 parmi 30, la luminosité peut être augmentée sans danger pour la dissipation du boîtier par diminution des résistances séries de 200 Ω.

CHAPITRE III

# Les photorécepteurs

*Les principaux dispositifs récepteurs de lumière utilisés avec les émetteurs à semiconducteurs sont les photodiodes, les phototransistors et les photothyristors. On va en examiner ici les caractéristiques.*

## 1. PRINCIPES DE LA PHOTOCONDUCTION

La photoconduction constitue un phénomène dans lequel *l'absorption de photons par les électrons liés d'un matériau semiconducteur fait passer ces électrons dans un état d'énergie supérieur* et augmente ainsi temporairement la concentration en porteurs libres qui participent à la conduction. On distingue :

*a*) *La photoconduction intrinsèque :* l'énergie du photon est cédée à un électron de valence; si elle est suffisante, l'électron passe dans la bande de conduction. Puisqu'il laisse à sa place un trou, on dit que *le photon a créé une paire électron-trou.* Celle-ci a tendance à se recombiner, sans participer à un courant de photoconduction; si, par contre, les électrons se regroupent dans une zone N et les trous dans une zone P, ils créent un courant de photoconduction.

*b*) *La photoconduction extrinsèque :* certaines imperfections du semiconducteur ou certaines impuretés introduisent des niveaux d'énergie supplémentaires. Dans ces conditions, des transitions de niveaux d'énergie peuvent se faire avec des énergies d'excitation moindres.

Ainsi, soit par exemple un semiconducteur dans lequel a été créée une jonction PN. De part et d'autre de la jonction s'étend une zone désertée par les porteurs libres, mais où existe un champ électrique interne en dehors de toute polarisation extérieure. Si l'on soumet le cristal à un éclairement, les photons incidents donnent naissance à des paires électron-trou sur une distance correspondant à la profondeur d'absorption du rayonnement.

Ces paires tendent à diffuser. Les électrons et les trous créés dans la zone désertée sont séparés et entraînés par le champ électrique; les électrons se déplacent vers la région N et les trous vers la région P. Les paires créées hors de la zone désertée ont tendance à se recombiner.

## 2. LES PHOTODIODES

Les photodiodes fonctionnent selon ce principe, mais reçoivent une polarisation inverse qui tend à accroître l'importance de la zone désertée (fig. 1). Pour optimiser leur réponse aux photons incidents, quelle que soit leur longueur d'onde, on leur confère souvent une structure PIN où la zone centrale, en matériau intrinsèque (noté I dans le sigle PIN), est à haute résistivité. La figure 2 montre une diode PIN, telle que proposée par *Hewlett-Packard.*

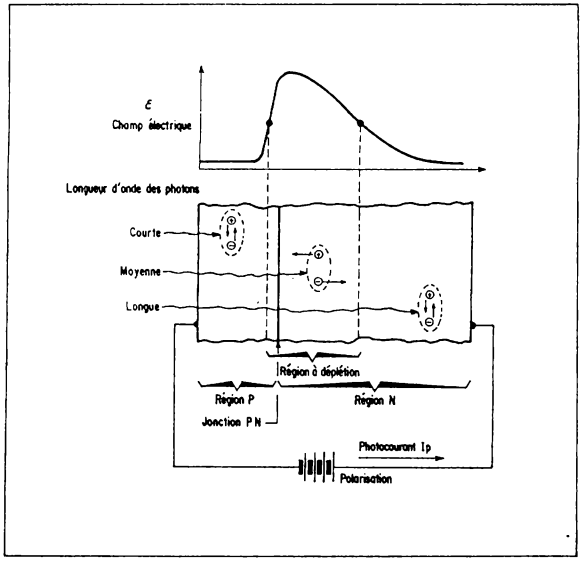



**Fig. 1. — Une polarisation inverse appliquée à une diode accroît l'importance de la zone désertée centrale.**

Dans une telle diode, la zone désertée s'étend, hors de toute polarisation, de la couche P à mi-profondeur de la zone I. Avec une polarisation inverse de 5 V, elle gagne la zone N. Une telle tension est appelée *tension de traversée (« punch-through »);* la tension de claquage, elle, dépasse normalement 200 V.

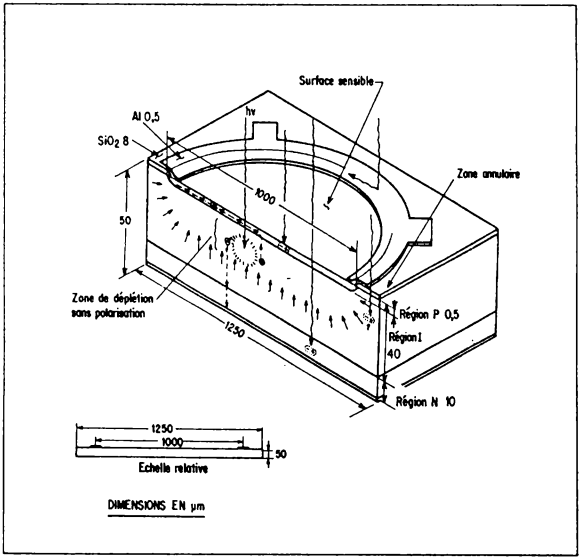



**Fig. 2. — Structure d'une photodiode PIN de *Hewlett-Packard*.**

L'efficacité d'une photodiode est appréciée à l'aide de son *rendement quantique*, $\eta_q$, exprimé en électrons par photon. On a ainsi, si $N_e$ est le nombre d'électrons de conduction produits par seconde et $N_p$ le nombre de photons incidents par seconde :

$$\eta_q = \frac{d\,N_e}{d\,N_p}$$

Le plus souvent, on exprimera la sensibilité du détecteur pour une longueur d'onde déterminée de la radiation incidente en *ampères par watt*. Dans ce cas, si $R\varphi$ est la réponse de la photodiode (en ampères par watt), $\eta_q$ le rendement quantique en électrons par photon, $\lambda$ la longueur d'onde en nanomètres, avec $I_p$ le photocourant en ampères et $\Phi_e$ la puissance lumineuse incidente en watts, on peut poser :

$$R\varphi = \eta_q \frac{\lambda}{1240} = \frac{I_p}{\Phi_e}$$

ou encore :

$$R\varphi\ (A/W) = 0{,}807\ \eta_q\ .\ \lambda\ (\mu m)$$

Les autres caractéristiques importantes concernent la *nature du matériau* semiconducteur, généralement du silicium ou du germanium, *la réponse*

*spectrale* (c'est-à-dire la bande passante de longueurs d'onde), *l'importance de la surface sensible*, les *temps de montée* et *temps de descente*, *la capacité* et *le bruit* introduit, etc.

Autre caractéristique fort commode pour comparer des diodes entre elles, leur *détectivité spécifique*, notée D* (ce qui se lit : « D étoile »). Elle fait intervenir leur rapport signal sur bruit, et doit toujours être accompagnée des conditions de mesure. A conditions égales, une diode est d'autant meilleure que D* est grande.

## 3. EXEMPLES DE PHOTODIODES

En présentant leurs photodiodes, les fabricants, dans les catalogues, commencent par préciser leurs caractéristiques générales : application (usage général, visible et proche infrarouge...), type de boîtier, matériau constitutif, caractéristiques électriques, thermiques, optiques, etc. Les courbes qui sont le plus fréquemment présentées concernent la réponse spectrale et le comportement électrique de la diode.

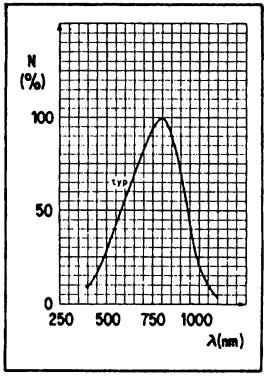



**Fig. 3. — Réponse spectrale relative d'une photodiode BPX40.**

Ainsi, soit par exemple les BPX 40, 41 et 42 de *RTC La Radiotechnique-Compelec*. Il s'agit de photodiodes planar au silicium, pour usage général. Leur réponse spectrale va de 500 à 1 000 nm avec un maximum de sensibilité à 800 nm, ce que traduit la courbe de réponse spectrale relative de la figure 3. Les dimensions des boîtiers de ces trois diodes sont différentes (fig. 4) et de ce fait, la surface réceptrice (sensible) est de 2,1 $mm^2$ pour la BPX 40, de 6,6 $mm^2$ pour la BPX 41 et de 25 $mm^2$ pour la BPX 42; les courants de référence mesurés dans des conditions déterminées sont de 8,5 μA, de 25 μA ou de 100 μA (à une température de couleur de 2 700 °K, un éclairement de 7,7 $mW/cm^2$ et une tension de polarisation inverse de

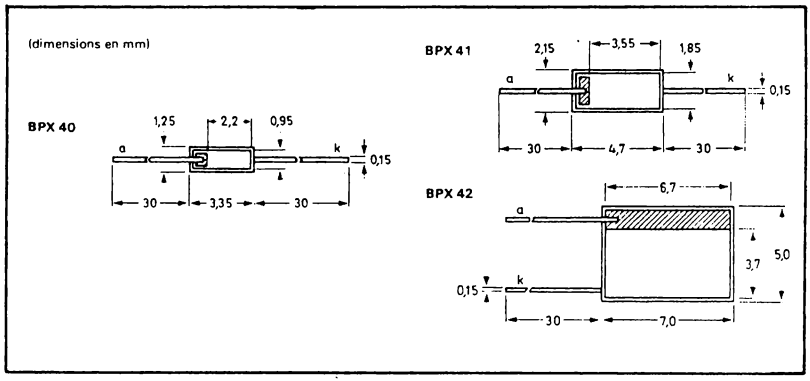



**Fig. 4. — Aspect physique de trois photodiodes RTC.**

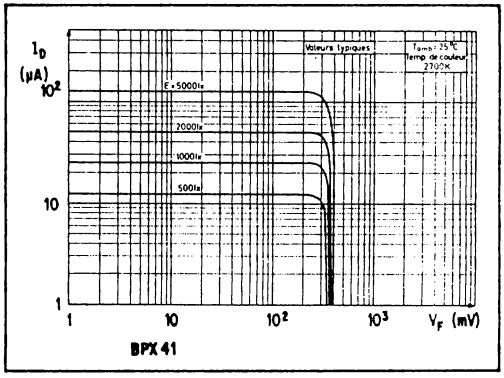



**Fig. 5. — Courant de référence, mesuré sous des conditions spécifiées, en fonction de l'éclairement en lux et de la tension directe qu'il crée pour une photodiode BPX41.**

15 V pour les deux premières, 10 V pour la troisième diode citée). Ce courant est donné par les courbes de la figure 5 pour la BPX 41, en fonction de l'éclairement et de la tension directe créée ($V_F$). Le courant d'obscurité (la diode n'étant pas soumise à éclairement) est de 0,5 µA, ou 1 µA, ou 5 µA respectivement sous des tensions de polarisation de 15 V et 10 V. Sous ces mêmes valeurs, la capacité propre présentée par ces diodes est de 90 pF, 250 ou 1 000 pF et ce, mesuré à 500 kHz.

On remarquera une certaine inhomogénéïté dans les unités utilisées, normalisées ou pratiques, relevée dans pratiquement tous les catalogues des fabricants (quand il ne s'agit pas d'unités anglo-saxonnes purement et simplement); aussi devra-t-on souvent se reporter à des tables de conversion. En particulier, la conversion lux à mW/cm² doit faire intervenir le type de source de lumière : la référence est généralement une lampe à filament de tungstène, dont on donne la température de couleur; 1 000 lux équivalent approximativement à 4,7 mW/cm² dans ces conditions.

## 4. DEUX MONTAGES TYPES A PHOTODIODES

Pour des applications linéaires, les photodiodes doivent généralement être peu chargées. La figure 6 montre une façon de connecter une photodiode à un amplificateur; la résistance d'entrée de ce dernier paraît alors divisée par le gain en boucle fermée. Si l'on souhaitait attaquer l'amplificateur opérationnel sur son entrée directe (notée +), il faudrait inverser à la fois la photodiode et sa source de polarisation.

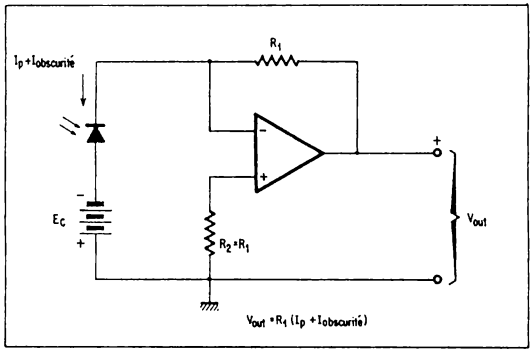



**Fig. 6. — Montage type d'une photodiode en applications linéaires.**

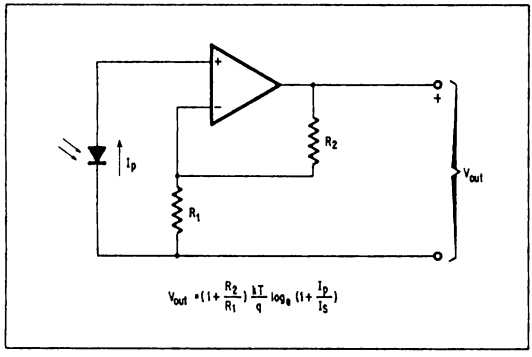



**Fig. 7. — Pour une application logarithmique, le montage type doit présenter une forte résistance d'entrée.**

A l'inverse et pour un système logarithmique, la résistance d'entrée doit être la plus élevée possible, ce qui entraînera souvent l'emploi d'un amplificateur avec entrées sur JFET (transistors à effet de champ à jonc-

tion). Dans la figure 7, le gain est logarithmique et dépend d'un rapport kT/q qui est de l'ordre de 25 mV à la température ambiante; $I_P$ est le courant de photoconduction et $I_S$ est donné par

$$I_S = I_F/[(\exp qV/kT) - 1]$$

pour $I_F$ compris entre 0 et 0,1 mA. La constante de temps du montage est de l'ordre de 0,1 s, ce qui est assez élevé.

## 5. LE PHOTOTRANSISTOR

Le phototransistor est un transistor photosensible dans lequel le courant de commande de base est fourni par effet photoélectrique, au moins partiellement. On peut considérer qu'il équivaut à la combinaison d'un transistor et d'une photodiode (fig. 8). Pratiquement, les paires électron-trou sont créées par les photons incidents dans sa base. On bénéficie ainsi du coefficient d'amplification propre au transistor.

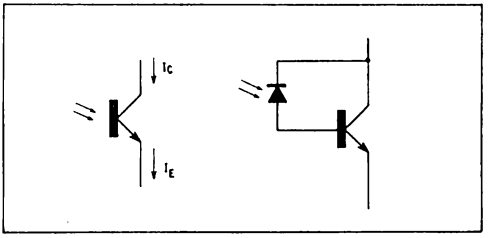



**Fig. 8. — Le phototransistor et son schéma équivalent.**

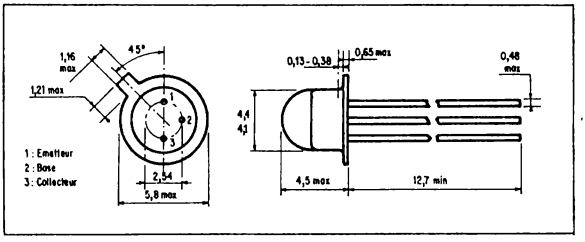



**Fig. 9. — Aspect d'un phototransistor, le BPX72, en boîtier TO-18 modifié.**

Les phototransistors sont généralement définis dans les catalogues des fabricants de la même façon que les photodiodes. Ainsi, le BPX 72 de *RTC* est un phototransistor NPN au silicium, d'usage général, présenté

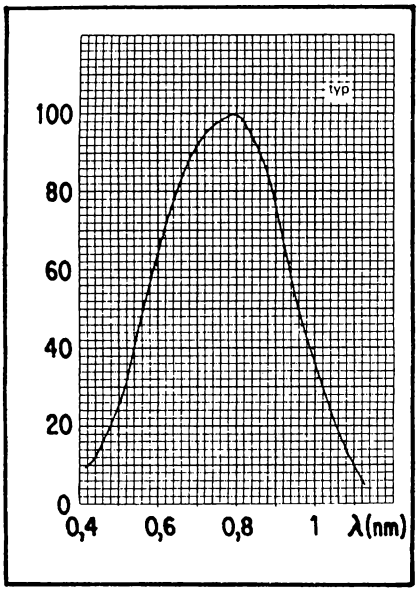



Fig. 10. — Sensibilité relative du BPX72.

Fig. 11. — Montage type de mesure des temps de réponse d'un phototransistor.

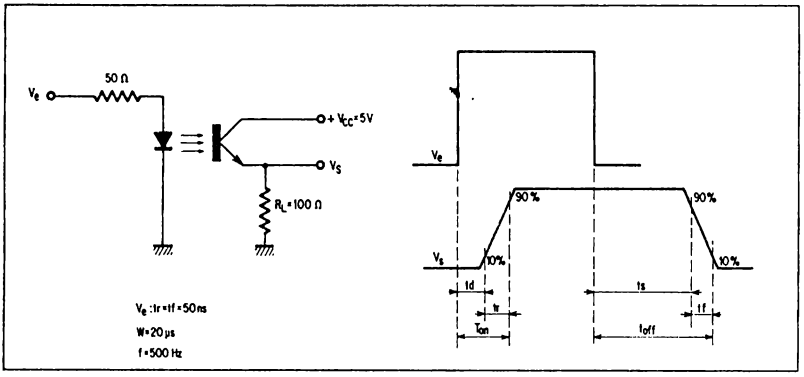
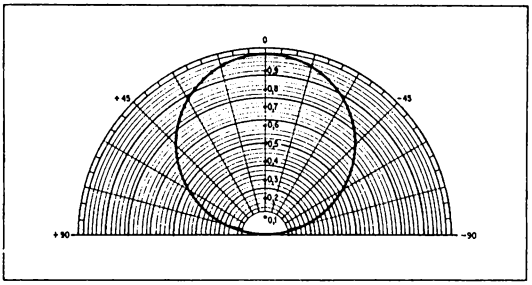



Fig. 12. — Diagramme de réceptivité relative typique du BPX72.



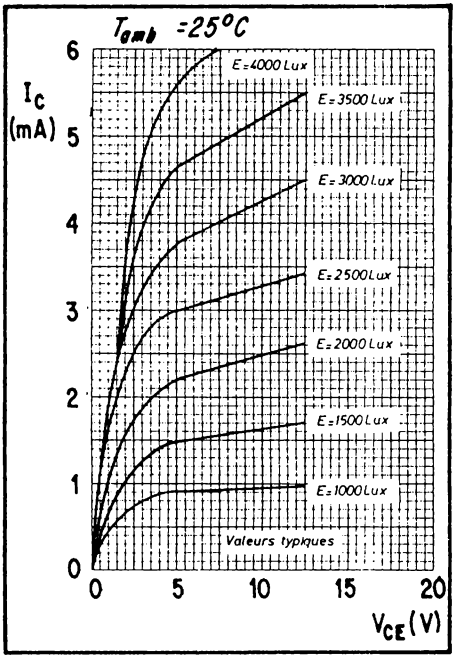



**Fig. 13. — Courant collecteur du BPX72 en fonction de l'éclairement et de la tension collecteur-base qu'il provoque.**

en boîtier normalisé Jedec TO-18 modifié puisque sa partie supérieure est en plastique (fig. 9). Sa réponse spectrale couvre de 500 à 1 000 nm avec un maximum à 800 nm (fig. 10) et sa surface sensible est de 0,1 mm². Mesurés selon le montage de la figure 11, les temps typiques sont : 6 µs pour la montée et 4 µs pour la descente. Le diagramme de réceptivité est donné figure 12. Le courant d'obscurité de ce phototransistor est de 100 nA sous une tension $V_{CE}$ de 20 V, le courant en fonction de l'éclairement variant comme le montrent les courbes de la figure 13.

## 6. LE PHOTOTHYRISTOR

Le thyristor est un composant à deux états stables. Pour le déclencher, on injecte un courant dans son électrode de commande, ou gâchette. Dans le photothyristor, ou thyristor photosensible, ce courant est fourni par effet photo-électrique, tout comme dans le phototransistor. Éventuellement, la gâchette pourra se voir polarisée par un circuit externe afin de commander la sensibilité du dispositif.

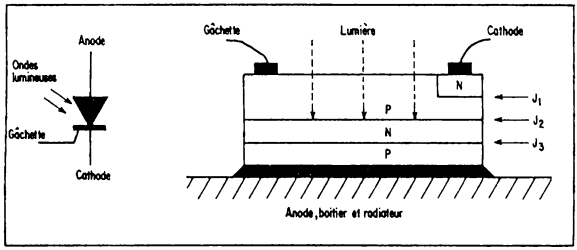



**Fig. 14. — Structure du photothyristor et symbole.**

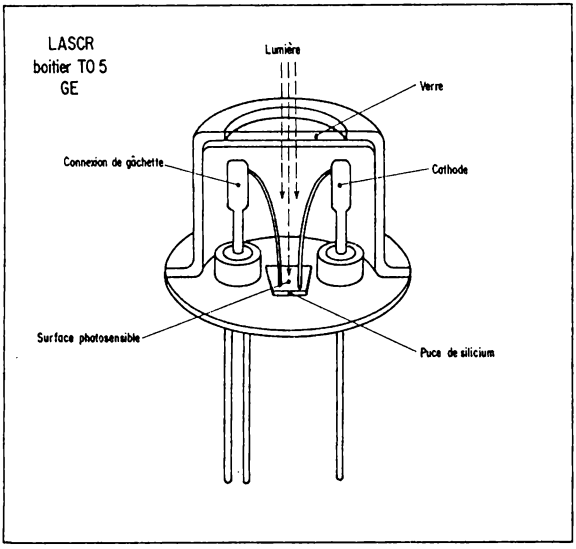



**Fig. 15. — Aspect du photothyristor LASCR de *General Electric*.**

Le schéma de la figure 14 représente le symbole général du photothyristor et sa structure. La figure 15 montre le mode de montage d'un photothyristor de *General Electric*, appelé par la firme LASCR (pour « *light activated silicon controlled rectifier* »).

# APPLICATIONS DES PHOTORÉCEPTEURS

# COMMANDES AUTOMATIQUES D'ÉCLAIRAGE DE NUIT

La commande automatique d'éclairage de nuit met en service un éclairage dès que la lumière ambiante tombe en dessous d'un certain seuil. A ce moment, le phototransistor ne débite plus et le transistor 2 N 6076 se bloque ; or, ce dernier empêchait le condensateur de 1 µF de se charger, ce qu'il va désormais pouvoir faire, suivi par le condensateur de 100 nF qui, dès qu'il aura atteint un niveau de charge suffisant, déclenchera le triac via le SUS type ST 4 (circuit de déclenchement comparable en action à un diac).

Le triac dépend de la puissance à commander ; le condensateur C règle l'alimentation du circuit et sa valeur changera si l'on se connecte à une tension autre que le 220 V du secteur. Un tel montage, dû à *General Electric*, se révèle très stable (fig. 1).

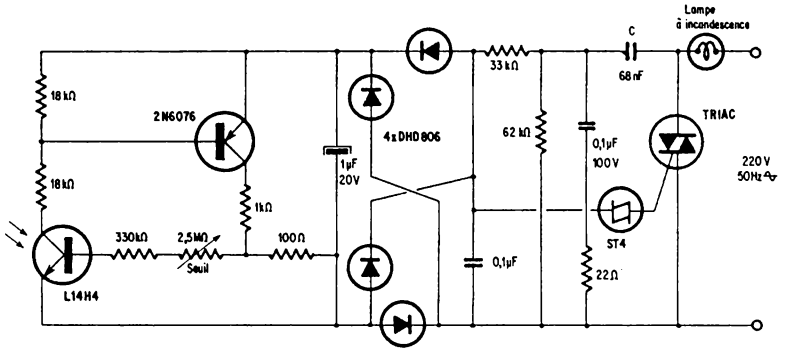



**Fig. 1. — Dès que la lumière décroît au-delà d'un seuil prédéterminé, le triac est déclenché.**

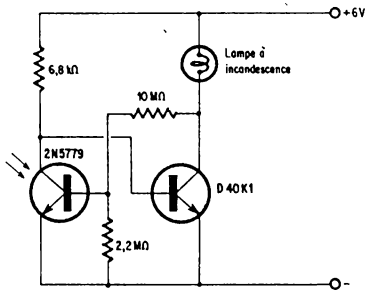



**Fig. 2. — Le même phénomène débloque ici un transistor, ce montage pouvant rester autonome de par sa faible consommation.**

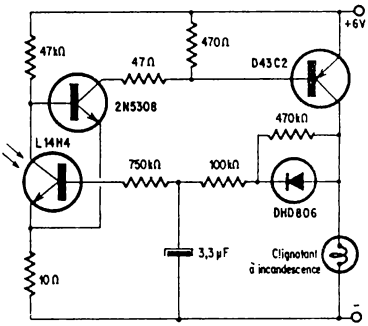



**Fig. 3. — Ici, une baisse de l'éclairement provoque un clignotement de la lampe à incandescence.**

Il faudra réduire la consommation si l'on souhaite un montage à alimentation autonome; dans ce cas, le schéma se simplifie également (fig. 2). On utilise ici le phototransistor 2 N 5779.

Un clignotant d'alarme pourra encore être mis en service avec le montage de la figure 3, dès que l'ambiante sera insuffisante. Le transistor de sortie supporte les pointes du courant d'appel du filament froid de la lampe et conserve une faible chute de tension de saturation; une contre-réaction dynamique stabilise la sensibilité.

# COMMANDES OPTIQUES DE PORTES DE GARAGE

## Avec phototransistor et NPN

Le montage de la figure 1 (source : *Siemens*) utilise un phototransistor BP 101 ou BPY 62. L'impulsion de commande est obtenue en éclairant le phototransistor avec les phares d'une automobile. A la sortie, la tension $U_a$ peut commander à son tour un thyristor, un triac ou un transistor muni d'un relais dans son circuit de collecteur. Ce relais enclenchera le moteur de levage de la porte.

A la lumière du jour ou dans l'obscurité, le phototransistor $T_1$ est bloqué, son collecteur est porté à un potentiel élevé et le transistor $T_2$ est conducteur. Son courant de base $I_{B2}$ lui est fourni par la résistance de 56 kΩ. La tension de sortie est la tension de saturation collecteur-émetteur de $T_2$. Elle est pratiquement nulle. Aucun courant de base $I_{B1}$ ne peut ainsi circuler dans la résistance de réaction de 1 MΩ, vers le phototransistor. La diode BAY 44 interdit, par ailleurs, à cette résistance de constituer la résistance de fuite de la base.

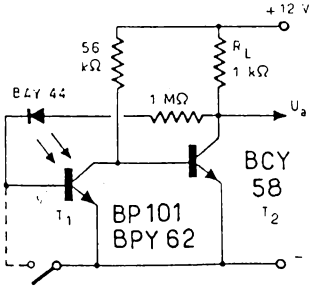



**Fig. 1. — Montage du déclencheur d'ouverture de porte de garage, commandé par les phares de l'auto.**

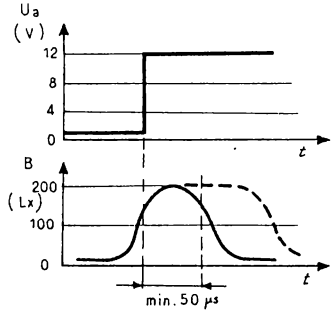



**Fig. 2. — Impulsions obtenues à l'entrée et en sortie.**

Le phototransistor $T_1$ éclairé présente une faible conduction. Son courant collecteur réduit le courant de base de transistor $T_2$ et, par suite, sa tension de commande. La tension croît sur le collecteur du transistor $T_2$ et le transistor $T_1$ devient instantanément conducteur grâce à la réaction, mais le transistor $T_2$ va se bloquer. La tension de sortie devient brusquement voisine de 12 V. Cet état se maintient même après la fin de l'impulsion lumineuse. Pour rétablir l'état initial, il faut, soit interrompre l'alimentation en tension, soit relier la base du phototransistor $T_1$ au potentiel d'émetteur (négatif dans le cas considéré) au moyen de la touche de rappel T. La figure 2 représente le diagramme dans le temps des impulsions correspondantes. Pour obtenir une coupure automatique au bout d'un temps prédéterminé, il convient d'utiliser un simple monostable, déclenché par la lumière (fig. 3).

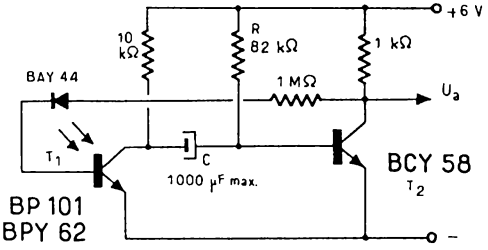



**Fig. 3. — Un monostable fournit une constante de temps, rétablissant l'état initial après temporisation.**

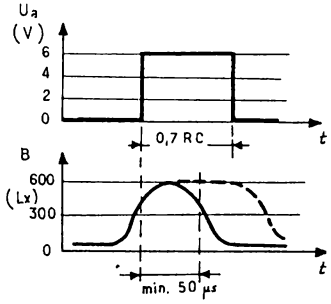



**Fig. 4. — Cette constante de temps est évaluée, de façon tout à fait classique, par le produit 0,7 RC.**

L'éclairage du phototransistor $T_1$ agit comme un signal de déclenchement électrique. La constante de temps de l'élément RC détermine la durée de l'impulsion de sortie, comme l'indique le diagramme des impulsions (fig. 4). L'impulsion de sortie demeure indépendante de la durée de l'impulsion lumineuse, sauf en dessous d'une durée minimale qui est fonction de la fréquence de coupure du phototransistor.

## Avec phototransistor et PNP

Le schéma de la figure 5 représente une variante de la figure 1 avec un transistor PNP. Dans l'obscurité, le phototransistor $T_1$ est bloqué après l'application de la tension de service. Il bloque simultanément le transistor $T_2$. Dans ce montage, la résistance de charge $R_L$ n'est parcourue par aucun courant dans l'obscurité, car le collecteur du transistor $T_2$ est relié au potentiel négatif. Aucun courant ne circule dans la boucle de réaction.

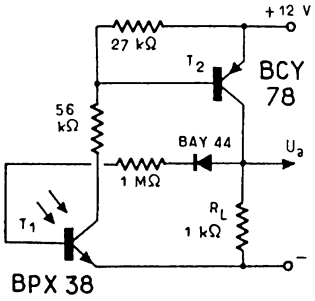



**Fig. 5. — Déclencheur à phototransistor suivi, cette fois, d'un transistor PNP.**

L'éclairage rend les deux transistors conducteurs. Le collecteur du transistor $T_2$ est porté à un potentiel élevé, de sorte que le courant de base $I_{B1}$ circule dans la résistance de réaction de 1 MΩ et le phototransistor $T_1$. Cet état est maintenu jusqu'au rappel par l'une des mesures précédemment décrites.

Le phototransistor BPX 38 possède une fenêtre plate qui ne modifie pas le cours du rayon lumineux entrant. Le BPX 43 est doté d'une fenêtre en forme de lentille ce qui augmente notablement sa sensibilité. Il convient à des applications industrielles en présence de faibles éclairements. Enfin, le BPY 62 possède un angle d'entrée très petit, ce qui lui assure une bonne protection des signaux lumineux contre des éclairages parasites.

# TROIS DÉTECTEURS A PHOTOTRANSISTOR POUR ALARMES

Le schéma de la figure 1 fait appel à un phototransistor, du type MRD 300 de *Motorola* qui, sous l'action d'un flash externe, provoque le collage du relais électromagnétique chargeant le transistor amplificateur.

Le relais utilisé consomme 5 mA lorsque $Q_2$ est saturé ; le gain de ce transistor étant alors de 10, il suffit de 0,5 mA d'attaque de base, ce que le phototransistor fournira pour 125 « candélas-pieds », soit environ 1 350 lux. Ils seront produits par exemple, par un flash ou un éclat lumineux quelconques.

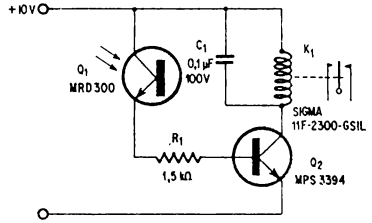



**Fig. 1. — Un fort éclat de lumière, un flash, provoque le collage du relais électromécanique, normalement ouvert.**

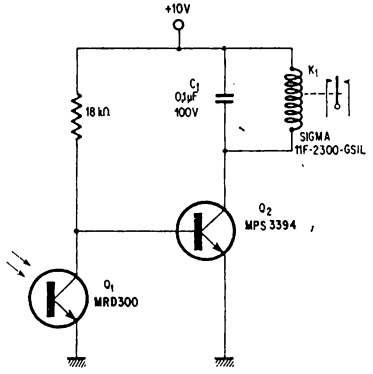



**Fig. 2. — A l'inverse ici, le flash ouvre le relais normalement fermé.**

Le montage de la figure 2, lui, opère à l'inverse : un éclat lumineux décolle le relais électromagnétique. Pour cela, il a suffit de charger le phototransistor dans son circuit de collecteur et non plus d'émetteur.

La figure 3 reprend le montage précédent, mais ici, le relais actionne un thyristor qui conserve en mémoire l'ordre de déclenchement même après que l'éclair a disparu. Ce thyristor reste en conduction et commande une sonnerie, une trompe, ou un éclairage dissuasif (s'il s'agit d'une protection) ; pour faire cesser l'alarme, il faut fermer fugitivement le contact $S_1$.

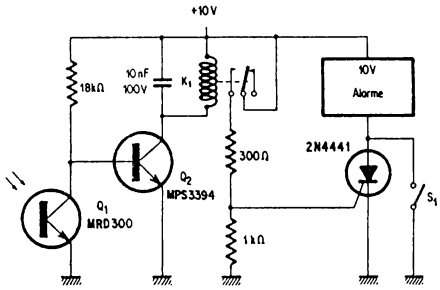



**Fig. 3. — Développement du schéma précédent, où le relais actionne à son tour un thyristor.**

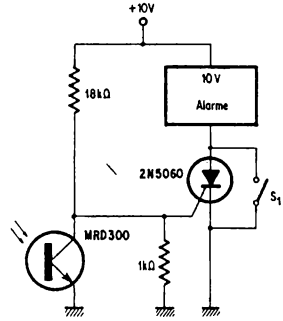



**Fig. 4. — Si le thyristor est du type dit « sensible », on peut simplifier le montage.**

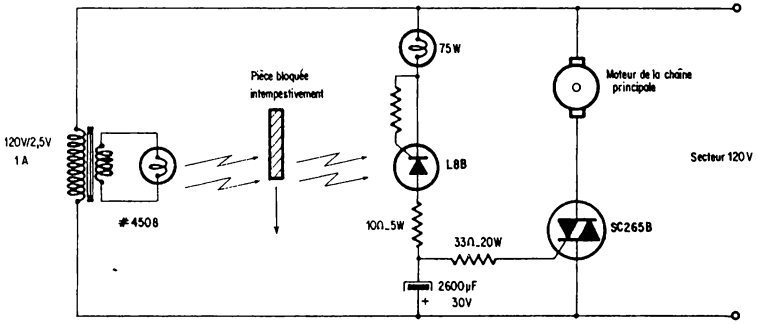
Autre variante, celle de la figure 4 ou le thyristor est dit « sensible » ; de ce fait, on supprime le relais électromagnétique et le transistor amplificateur. Ici, tant que le phototransistor est soumis à l'éclairement, son collecteur est au niveau *bas* et le thyristor reste bloqué. Que cet éclairement soit interrompu ne fusse qu'un instant et le thyristor se déclenche et reste conducteur, jusqu'à son désamorçage manuel via $S_1$.

Ce type de schéma s'applique à la commande d'ouverture de porte, le comptage et la détection d'intrus, la surveillance, etc.

# DÉTECTION D'EMBOUTEILLAGE SUR CHAÎNE DE PRODUCTION

Lorsque des produits s'accumulent sur une chaîne de production sans être évacués (par suite d'un incident quelconque), il faut bloquer le moteur entraînant son alimentation. C'est ce que fait ce montage, étudié par *General Electric* pour le secteur alternatif 120 V.

Un objet immobile interrompt en permanence le faisceau lumineux issu d'un voyant, commandé en sous-alimenté pour accroître sa longévité. Le photothyristor L 8 B se bloque alors, entraînant le blocage du triac qui alimente le moteur principal de la chaîne. Celle-ci s'arrête.

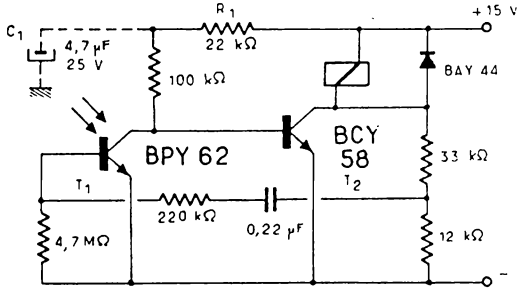



**Un embouteillage des produits défilant sur la chaîne provoque l'arrêt du moteur entraînant son alimentation. L'embouteillage disparu, tout repart de soi-même.**

La lampe de 75 W sert à indiquer la panne, et elle travaillera aussi en sous-alimenté. Une interruption du faisceau lumineux de moins de 0,25 seconde environ est ignorée en raison de la valeur de la capacité référencée 86 F 146 M. Dès que les pièces arrêtées ont été évacuées, le moteur se remet en marche automatiquement.

# PHOTORELAIS SIMPLE POUR COMPTAGES

La figure montre un photorelais tout indiqué pour le comptage de pièces ou de visiteurs. Au repos, le transistor $T_1$ est conducteur et le transistor $T_2$ bloqué. Le relais est déclenché. Une interruption du faisceau lumineux enclenche le relais.




**Barrière lumineuse pour comptages.**

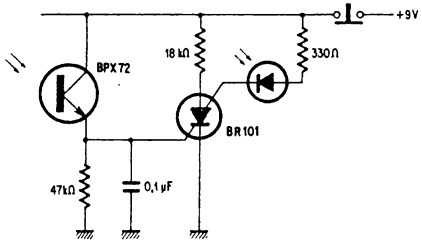
Afin de garantir une réponse sûre, le montage est réalisé en multivibrateur monostable, avec un temps de réponse inférieur à 50 ms et un temps de déclenchement de 0,4 à 1,8 s. Le temps de déclenchement du relais dépend aussi de la luminosité de la lampe. Une interruption de 100 ms produit déjà une commutation du relais compteur. La diode BAY 44 court-circuite dans ce montage le courant inductif produit par la commutation du relais.

Il est possible de constituer la barrière lumineuse sans optique. $T_1$ est à choisir entre BPY 62, BPX 38 ou BPX 43.

Les caractéristiques techniques de ce montage sont, pour l'essentiel, une tension de service de l'ordre de 15 $\pm$ 3 V, une sensibilité inférieure à 100 lux, un temps de réponse inférieur à 50 ms, un temps déclenchement du relais de 0,4 à 1,8 s et un temps de réarmement de 2 s.

# DÉTECTION DE LUMIÈRE

Dans ce montage, le phototransistor éclairé fournit un courant qui déclenche un thyristor. Ce dernier alimente à son tour une LED, ou tout autre dispositif, qu'il met en service. Ainsi peut-on détecter la présence d'une lumière dans un local quelconque, magasin, cave, réduit... et déclencher une alerte.



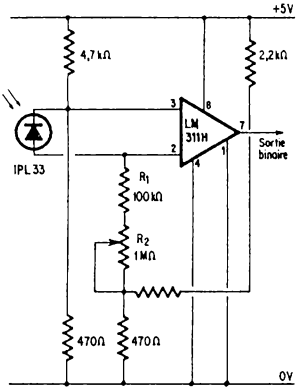

**Autre montage détecteur de lumière, actionnant un thyristor qui alimente à son tour un voyant.**

Le thyristor rendu conducteur conserve cet état et doit pouvoir être désarmé; c'est le rôle du poussoir qui coupe simplement l'alimentation.

La sensibilité dépend du phototransistor; ici, avec un BPX 72, un éclairement de 10 lux suffit pour activer le système. Les composants cités sont de *RTC*.

# COMMUTATEUR A COMMANDE OPTIQUE AVEC HYSTÉRÉSIS

Un IPL 33 de *Integrated Photomatrix* est exposé à une lumière, ambiante ou non, et attaque un comparateur type LM 311. Le seuil de basculement de ce dernier est ajusté à l'aide du potentiomètre $R_2$ sur une gamme couvrant approximativement un rapport de 10 à 1 ; ce rapport sera éventuellement réduit en modifiant $R_1$ et $R_2$, par exemple en les portant à 10 kΩ et 100 kΩ respectivement.



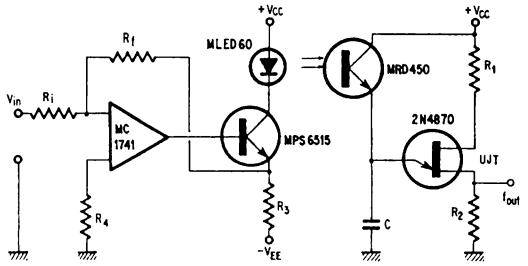

**Ici, la photodiode attaque un comparateur auquel on fournit un niveau de référence.**

Afin d'obtenir une commutation franche, sans rebondissement, l'hystérésis est ici d'environ 20 %. Les commutations peuvent atteindre 250 kHz.

Ce type de circuit s'applique à la lecture de cartes et bandes perforées, aux détecteurs de rupture de bande ou de fin de bande, etc.

# CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE

Dans cet astucieux montage, la diode émissive est commandée en continu, à partir d'une tension de commande amplifiée par l'amplificateur opérationnel type 741 et via un transistor NPN. Son rayonnement frappe le phototransistor MRD 450 dont le courant charge un condensateur C; ce dernier, à son tour, déclenche un transistor unijonction, l'UJT type 2 N 4870, dès que la tension à ses bornes est suffisante.




**A la tension d'entrée appliquée correspond, en sortie, une fréquence d'impulsions délivrées par l'UJT.**

Ainsi, la tension d'entrée détermine la fréquence de relaxation de la sortie; par conséquent, ce montage réalise une conversion tension-fréquence.

# COMPTAGE PAR TRANSMISSION AVEC TÊTE MONOBLOC

L'industrie a réalisé des têtes monoblocs avec émetteur et récepteur séparés par une fente dans laquelle passent les objets à compter ou détecter : dents d'un disque, zones opaques ou transparentes, etc. (fig. 1).

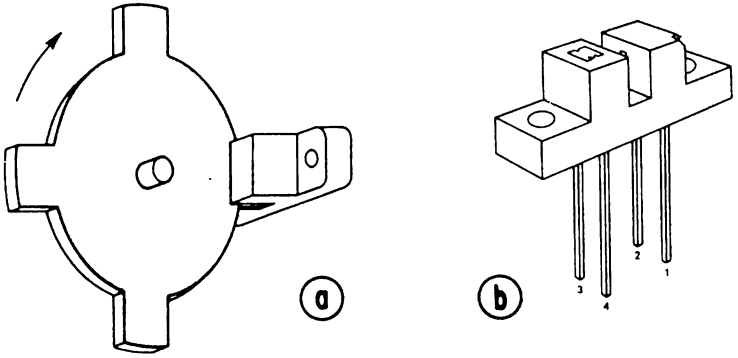



**Fig. 1. — Principe du comptage : la tête monobloc est montée à cheval sur la roue dentée.**

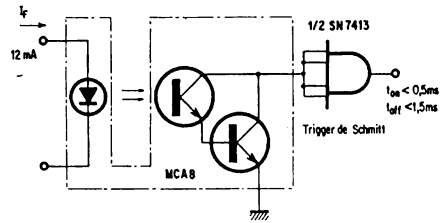



**Fig. 2. — Montage électrique de base avec trigger de Schmitt.**

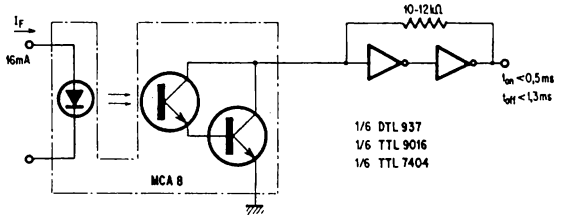



**Fig. 3. — Utilisation avec un double amplificateur inverseur, restituant un signal en phase.**

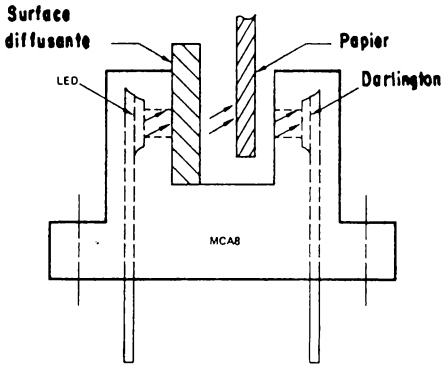



**Fig. 4. — Pour détecter un objet mince telle qu'une feuille de papier, on introduit une surface diffusante dans la tête monobloc.**

Dans les MCA 8 et MCA 81 de *Monsanto*, cette fente mesure 2,5 mm de large. Ces modules à Darlington de sortie se prêtent à tous les montages classiques; dans la figure 2, un MCA 8 attaque un trigger de Schmitt, ou deux inverseurs dans la figure 3.

Pour détecter du papier, mince, pratiquement transparent aux infrarouges de l'émetteur, on intercalera un diffusant tel qu'une simple feuille de papier, ou mieux une lentille de plexiglass (fig. 4).

# TACHYMÈTRE À SORTIE ANALOGIQUE

Un disque doté d'une piste perforée, entraîné par l'arbre d'un moteur, est analysé par un couple diode CQY 50 et phototransistor BPX 71 de *RTC* (fig. 1). Le montage de la figure 2 donne le circuit de mesure qui fournit

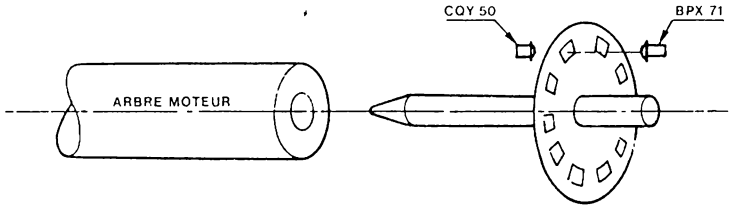



**Fig. 1. — Principe de la mesure tachymétrique.**

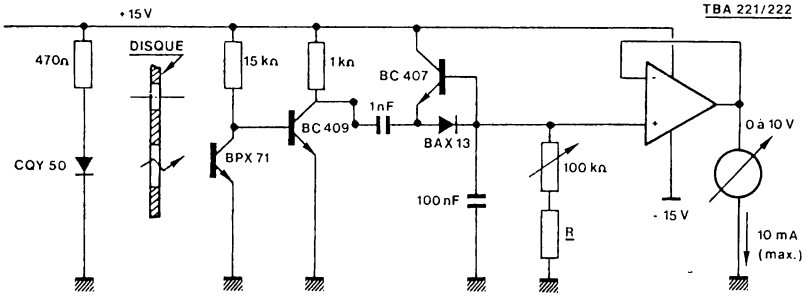



**Fig. 2. — Montage électrique d'un tachymètre analogique.**

un courant proportionnel au nombre de fentes, donc à la fréquence des impulsions et par conséquent à la vitesse de rotation. La résistance R est à ajuster en fonction de la fréquence à mesurer. La mesure est donc ici du type analogique.

# MESURE D'ANGLES OU DE VITESSES ET DU SENS DE ROTATION

Soit un disque susceptible de tourner dans un sens ou dans l'autre et dont on veut connaître la position précise à tout moment. Deux pistes sont tracées sur ce disque et sont analysées en transmission par le couple diode infrarouge CQY 50 et phototransistor BPX 71 de *RTC* (fig. 1), ce qui implique que les pistes sont partiellement transparentes.

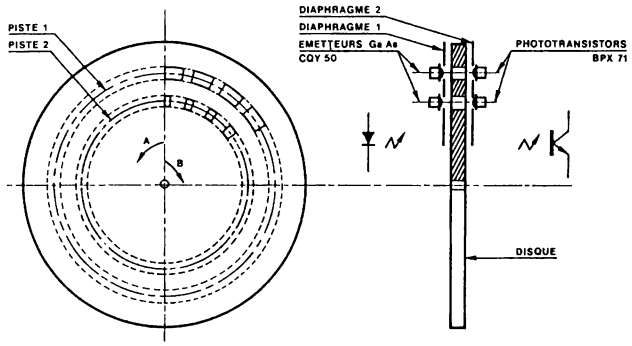



**Fig. 1. — Une double piste sert à discriminer le sens de rotation du disque.**

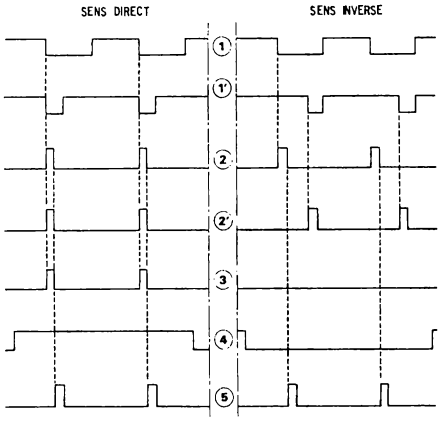



**Fig. 2. — Signaux caractéristiques.**

Il est évident que, selon le sens de rotation, les impulsions dues à la piste 2 interviendront au début ou à la fin de l'impulsion due à la piste 1, ce qui sert à discriminer ce sens (fig. 2). Tel est le rôle du montage de la figure 3, sur lequel ont été relevées les courbes.

La capacité de comptage est de 10 000 points. La sortie des compteurs peut être mémorisée ou affichée, ou encore utilisée à des fins d'asservissement.

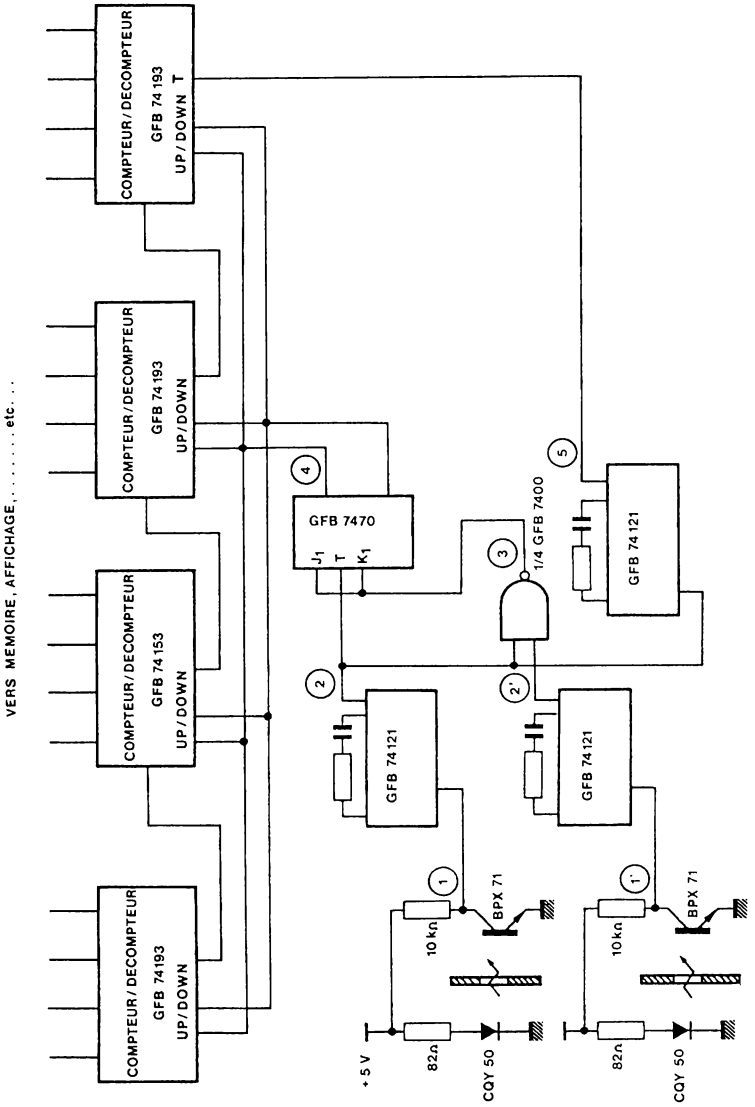
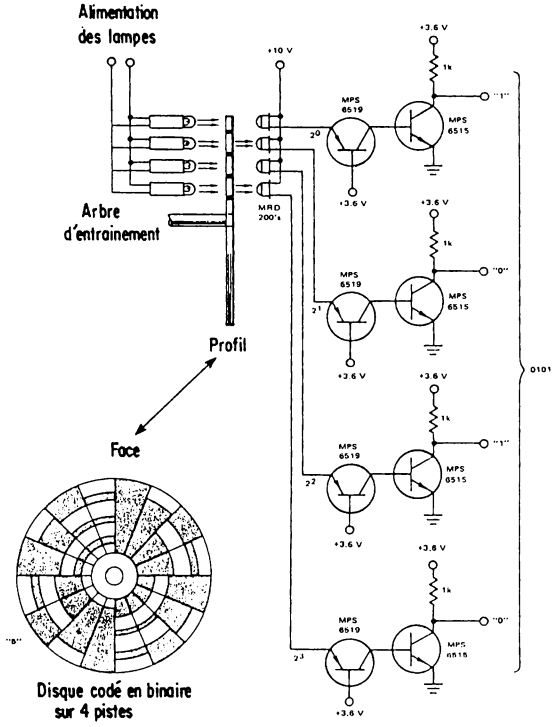



Fig. 3. — Montage électrique utilisé.

# LECTEUR DE DISQUE CODÉ POUR INDICATEUR DE POSITION

Un disque codé comportant des zones respectivement opaques et transparentes, selon l'un des codes binaires usuels, peut servir d'indicateur de position angulaire. La montage est indiqué par la figure.

De part et d'autre du disque ont été disposés des sources de lumière et des phototransistors. La lumière pourrait d'ailleurs être fournie par une unique lampe à incandescence, via des fibres optiques amenées sur les pistes à lire. Le montage amplificateur qui suit est très simple.



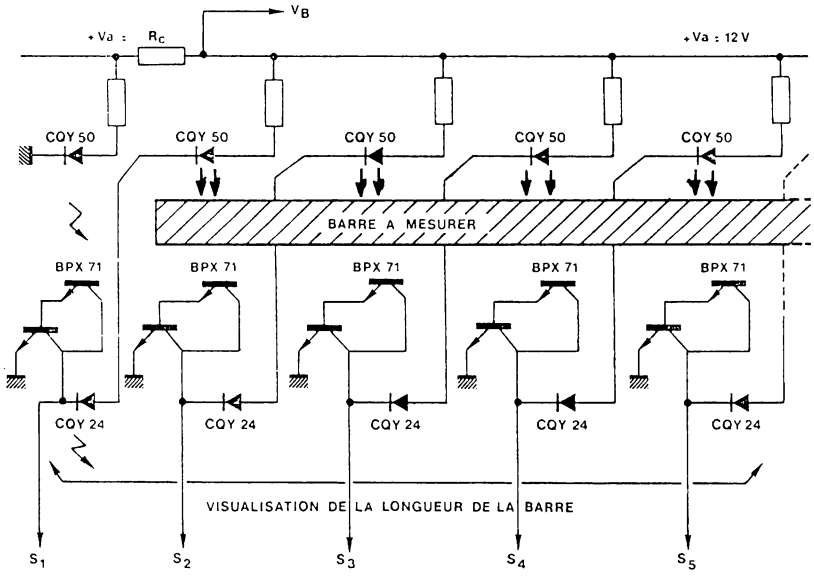

**Organisation de la lecture d'un disque codé.**

Dans le schéma, la lecture est celle du mot binaire 0101 (avec 4 pistes). La résolution dépend bien sûr du nombre de pistes et de la finesse de la gravure.

Un système semblable servirait à lire des cartes ou bandes perforées.

# MESURE DE LONGUEURS QUANTIFIÉES

Un positionnement d'une barre, le contrôle de l'avance d'un chariot, le niveau de remplissage d'une cuve ou la mesure de longueurs peuvent être exécutées par des couples émetteur infrarouge et photorécepteur.




**La coupure des faisceaux lumineux par la barre sert à mesurer sa longueur.**

La figure en donne un exemple où une barre, dont on veut mesurer la longueur, vient se glisser entre plusieurs jeux de ces couples. Si la résistance $R_C$ est faible, la tension de sortie $V_B$ est proportionnelle à la longueur. Lorsque la barre occulte tous les coupleurs, la consommation du circuit est portée à son minimum.

# MESURE DE PETITS DÉPLACEMENTS PAR PHOTODIODES EN DIFFÉRENTIEL

Le montage systématique de photodiodes différentielles avec un amplificateur opérationnel comme celui de la figure 1 présente l'avantage d'une faible dérive thermique. Comme la lumière parasite touche les deux diodes, son effet est annulé par l'atténuation en mode commun de l'amplificateur (~ 80 dB).

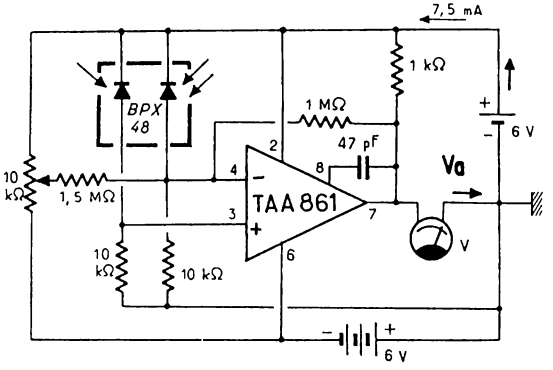



**Fig. 1. — Montage de photodiodes en différentiel, associées à un amplificateur opérationnel.**

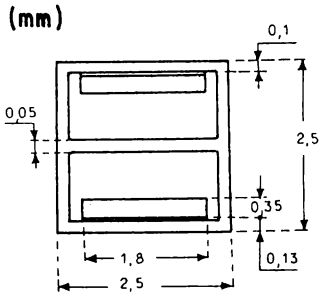



**Fig. 2. — Dimensions de la surface sensible du capteur photoélectrique.**

Ce convertisseur déplacement-tension présente une sensibilité de 75 V/mm sur une plage de lecture linéaire de $\pm$0,06 mm. Le voltmètre placé à la sortie (broche 7) de l'amplificateur donne une information scalaire du déplacement. Le potentiomètre de 10 kΩ permet de compenser la tension résiduelle du TAA 861 et la dissymétrie de la diode différentielle.

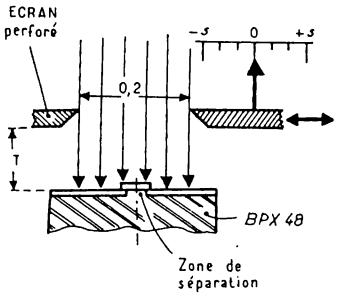



**Fig. 3. — Écran mobile perforé et photodiode BPX48 de *Siemens*.**

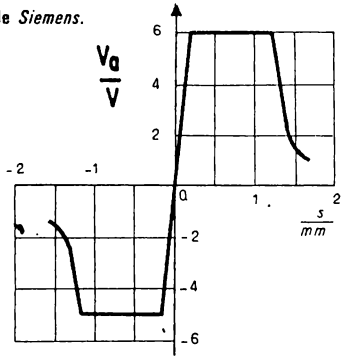



**Fig. 4. — Caractéristique déplacement-tension pour une course de ±1,5 mm de l'écran mobile au-dessus de la photodiode.**

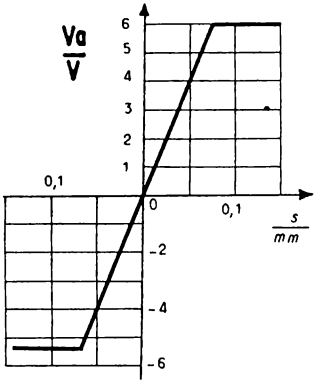
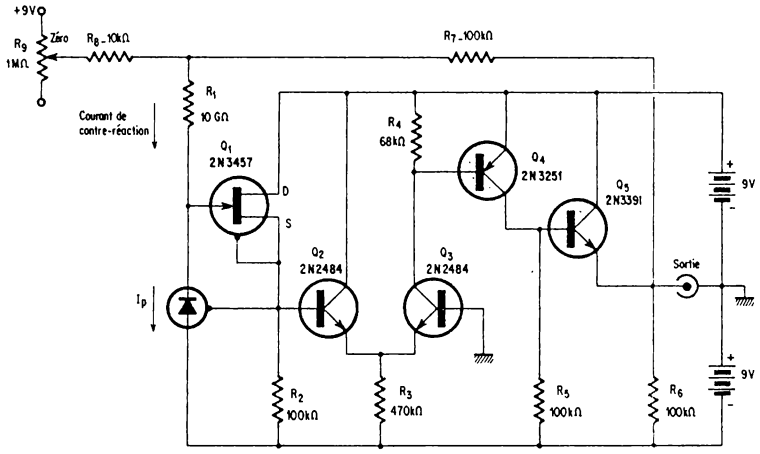



**Fig. 5. — Caractéristique déplacement-tension (partie linéaire) B = 5 000 lux.**

La figure 2 donne les dimensions (en millimètres) de la surface sensible du capteur photoélectrique. A la figure 3, sont représentés l'écran mobile perforé et la photodiode BPX 48. La caractéristique déplacement-tension pour une course de $\pm 1{,}5$ mm (c'est-à-dire sur toute la largeur du capteur) fait l'objet de la courbe de la figure 4. Sur la figure 5, seule la partie linéaire est représentée (course de $\pm 0{,}06$ mm).

# PHOTODÉTECTEUR À HAUTE SENSIBILITÉ

Pour réaliser un montage très sensible, on fait travailler le photodétecteur sur une charge à haute indépendance. Celle-ci est obtenue avec un transistor à effet de champ, du type à jonction (JFET) afin de limiter le bruit propre, qui serait supérieur avec un MOS.



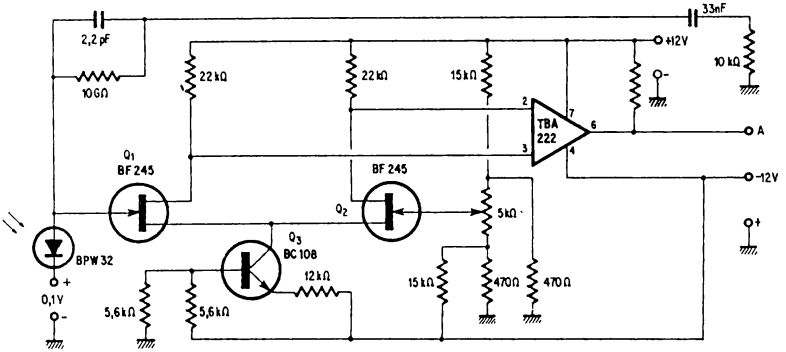

**La grande sensibilité de ce montage provient de la chaîne d'amplification, à entrée haute impédance sur FET à jonction.**

Dans ce montage, on a utilisé des composants discrets, mais on aurait pu recourir aux amplificateurs opérationnels intégrés du type BIFET, avec JFET à l'entrée. Le JFET discret est du genre 2 N 3457 ou 2 N 3969 de *Amelco*. Une contre-réaction est appliquée via une résistance de 10 GΩ ; le FET travaille en source suiveuse, ce qui réduit la capacité d'entrée ; il est suivi par un amplificateur différentiel référencé à la masse.

La transrésistance de l'amplificateur (inverse de la pente) est de $dE\ (\text{sortie})/dI_P = 1{,}5 \cdot 10^{10}\ \text{V/A} = 15\ \text{V/nA}$, formule dans laquelle $I_P$ est le courant dans la photodiode. La bande passante est de 100 Hz. Caractéristique des plus importantes, le bruit à 800 nanomètres est de $42 \cdot 10^{-15}\ \text{W/Hz}^{-2}$ soit — 104 dBm.

# L'ÉQUIVALENT D'UN PHOTOMULTIPLICATEUR

Les photodiodes peuvent supplanter les photomultiplicateurs (avec leur montage amplificateur, bien entendu) tant qu'on reste dans les fréquences basses, de l'ordre du kilohertz. Ici, le rapport signal sur bruit est supérieur à 10. L'entrée se fait ici sur une paire différentielle de FET à jonction, donc à haute impédance; le JFET numéro 1 doit cependant présenter un courant de gate inférieur à 1 pA.

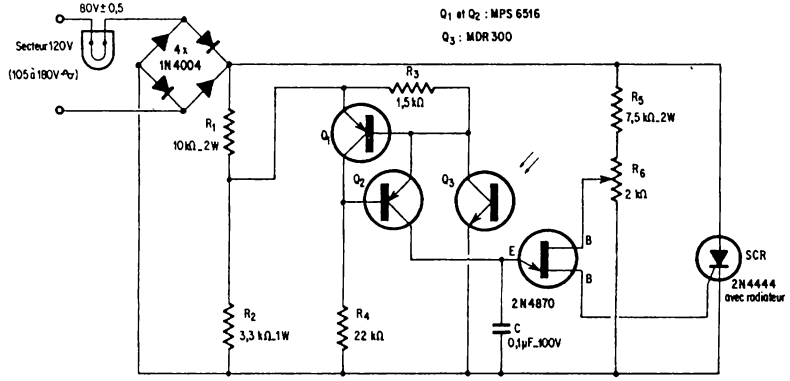



**Autre montage de très grande sensibilité, comparable aux basses fréquences, et en action, à un photomultiplicateur.**

La photodiode employée est une BPW 32 de *Siemens* dont le courant d'obscurité n'est que de 0,003 nA sous 1 V; son temps de montée est de 1 µs.

# RÉGULATEUR D'ÉCLAIRAGE POUR PROJECTEUR

La lumière fournie par une lampe à incandescence dépend étroitement de la tension secteur. Pour maintenir un éclairement constant, on peut alors utiliser un phototransistor dans une boucle de régulation qui, en fait, agira en régulatrice de tension. Le montage résultant sera des plus utiles pour réguler les systèmes de projection.




**Régulateur de tension pour lampe d'appareil de projection.**

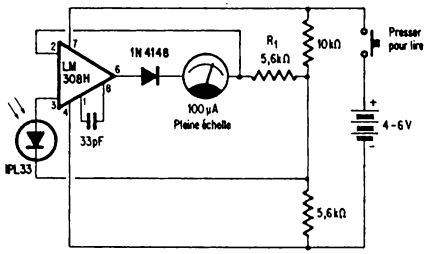
La lampe de projection est alimentée par le secteur via un thyristor série. Pour que les deux alternances soient exploitées, on passe par un pont redresseur nécessaire, de toute façon, pour alimenter le montage électronique. C'est l'angle d'ouverture du thyristor (c'est-à-dire le temps pendant lequel on laisse passer le courant pour chaque alternance) qui commande l'éclairement, détecté par le phototransistor. La mise en service du thyristor s'effectue via un transistor unijonction (UJT) selon un montage classique. Les transistors $Q_1$ et $Q_2$ forment une source à courant constant qui charge le condensateur C ; le phototransistor, lui, détourne une partie du courant de charge en fonction de son éclairement. Lorsque le niveau de charge de C est suffisant, l'UJT entre en conduction et déclenche le thyristor. Le potentiomètre $R_6$ sert à ajuster le niveau d'éclairement.

Si la tension secteur s'accroît, l'éclairement augmente ce qui provoque un courant plus intense dans le phototransistor. Par conséquent, C est chargé moins vite et l'angle d'ouverture du thyristor diminue.

On n'exposera pas directement le phototransistor à la lampe à incandescence qui le saturerait, mais via un écran déterminé expérimentalement, ou par réflexion. Les valeurs données ici conviennent pour un secteur à 120 V avec lampe de 80 V : la régulation agit entre 50 et 80 V, et doivent être transposées pour du 220 V : lampe à incandescence, thyristor et pont diviseur d'alimentation et de constante de temps principalement.

# DÉTECTEUR LOGARITHMIQUE POUR POSEMÈTRE

La photodiode IPL 33 de *Integrated Photomatrix* attaquant un amplificateur à haute impédance d'entrée fournit une réponse tension-éclairement logarithmique. De ce fait, on pourra utiliser le montage proposé comme posemètre, autonome dans ce cas puisqu'il est alimenté par piles.

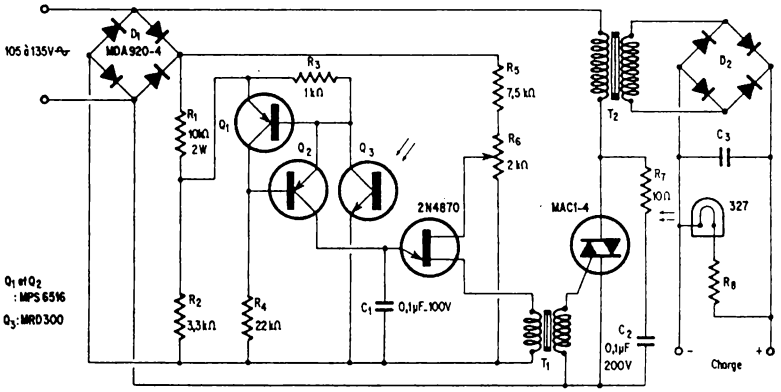



**Détecteur logarithmique pour posemètre analogique.**

Aux bas niveaux d'éclairement, la sortie de l'amplificateur opérationnel LM 308 pouvant devenir négative, une diode série a été connectée avant le galvanomètre 100 µA à déviation totale.

# RÉGULATEUR DE HAUTE TENSION

Ce régulateur à haute tension déclenche un triac qui débite dans le primaire d'un transformateur élévateur. La haute tension qu'il fournit est redressée et alimente, via la résistance appropriée, une lampe à incandescence de faible puissance. Les variations de tension se traduisent par des variations de la luminosité de la lampe, très sensibles autour des valeurs nominales; elles sont captées par le phototransistor qui pilote une boucle de contre-réaction.



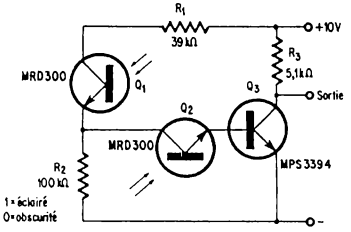

**Alimentation haute tension régulée au primaire du transformateur.**

Ici, la boucle de régulation est électriquement isolée des circuits d'utilisation. Un tel montage dérive directement, on s'en sera aperçu, du montage de régulateur d'éclairage pour projecteur donné antérieurement.

# FONCTIONS LOGIQUES À PHOTOTRANSISTORS

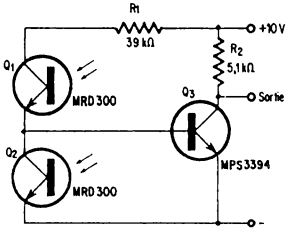
Les figures 1 à 4 montrent comment des phototransistors se combinent afin de réaliser des fonctions logiques.

Dans la figure 1, la sortie est 1 tant que les deux phototransistors ne sont pas éclairés simultanément. La résistance $R_2$ élimine le courant de fuite de façon que $Q_3$ ne passe pas à saturation lorsque les conditions d'entrées ne sont pas réalisées. La sortie positive fournit 2 mA avec les valeurs indiquées. La sensibilité du montage de base est relativement faible ; un éclairage ambiant courant sera sans influence sur lui.



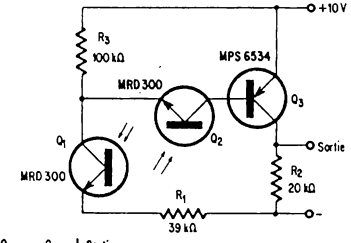

| $Q_1$ | $Q_2$ | Sortie |
|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 |

**Fig. 1.** — *A gauche :* **fonction AND à deux phototransistors.**



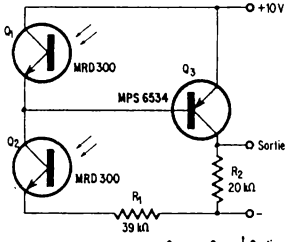

| $Q_1$ | $Q_2$ | Sortie |
|---|---|---|
| 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 |

**Fig. 2.** — *A droite :* **l'un des phototransistors doit être éclairé (Q1) et l'autre rester dans l'obscurité (Q2) pour que la sortie passe à zéro.**




| $Q_1$ | $Q_2$ | Sortie |
|---|---|---|
| 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 |

**Fig. 3.** — *A gauche :* **montage d'un NAND (Non-ET).**




| $Q_1$ | $Q_2$ | Sortie |
|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 |

**Fig. 4.** — *A droite :* **fonction inverse de celle de la figure 2.**

La sortie passe à 1, dans la seconde figure, lorsque $Q_1$ est exposé à une lumière vive et $Q_2$ reste dans l'obscurité (ou à la lumière ambiante). Les fonctions inverses sont obtenues à l'aide des montages 3 et 4 : les sorties sont zéro sauf lorsque $Q_1$ et $Q_2$ sont simultanément violemment éclairés (fig. 3), ou lorsque $Q_1$ est dans l'obscurité et $Q_2$ est éclairé (fig. 4).

On peut imaginer autant de fonctions logiques diverses qu'on le désire sur des principes identiques.

# FLASH PHOTOGRAPHIQUE ASSERVI

A partir d'un flash maître déclenché, lui, directement par l'appareil photographique, on peut commander sans fil un flash secondaire, asservi par le premier. De ce fait, on a toute liberté pour le placer où la création d'une œuvre d'art l'exigera.

La figure 1 montre son schéma. Un photothyristor, le L 8 B, est pointé vers le flash maître ; sa polarisation et en particulier, la valeur de l'inductance fixe sa sensibilité. Étudié par *General Electric*, ce montage a donné toute satisfaction avec des flashes au xénon.

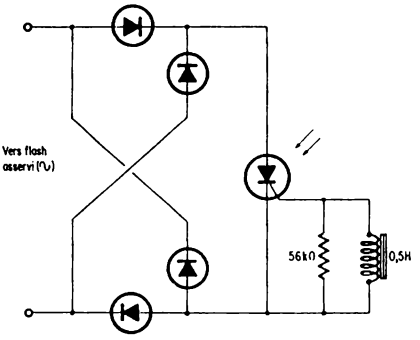



**Fig. 1. — Montage électrique de base du flash asservi : la photodiode détecte le déclenchement du flash maître et commande alors l'esclave.**

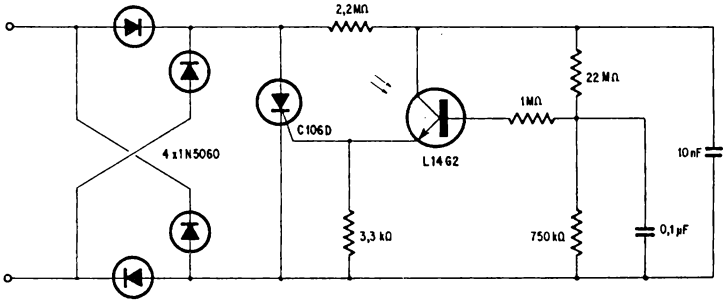



**Fig. 2. — Montage avec sensibilité décuplée.**

Pour accroître la sensibilité, on passe au montage 2, où un phototransistor L 14 G 2 de *General Electric*, avec lentille et angle de vue de 10° multiplie par 10 la sensibilité. L'inductance disparaît. La polarisation du phototransistor le rend quasiment insensible aux variations de l'ambiante ; lorsqu'il perçoit le flash maître, il décharge le condensateur de 10 nF et déclenche le thyristor ; ce dernier, à son tour, actionne le flash secondaire auquel il est connecté.

# SCHÉMAS D'ATTAQUE DE PORTES LOGIQUES PAR DES COUPLES DIODE-PHOTOTRANSISTOR

On recourt souvent à des couples diodes émettrices en infrarouge et phototransistor au silicium dans les applications industrielles. Ces couples peuvent ensuite attaquer des circuits logiques, mais là les montages possibles sont innombrables. En voici une sélection, inspirée d'études *RTC* et faisant par conséquent appel aux composants de cette firme, à commencer par le couple diode émettrice CQY 50 et phototransistor BPX 71.

Dans la figure 1, ce couple attaque une porte 7400, directement; le phototransistor apparaît donc avec une charge infinie et se sature très vite si l'émetteur est proche, ce qui limite la fréquence. Dans ce cas, on réduira le courant d'attaque dans la diode. On peut aussi charger le phototransistor, avec une résistance établie à 4,7 kΩ dans le cas de la figure 2 pour réduire ce phénomène, ce qui réduit aussi la sensibilité. La bande passante est fonction de la distance et, selon la charge, se situe entre 50 et 250 kHz.

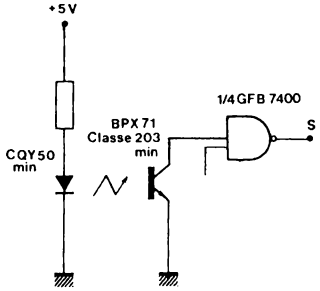



**Fig. 1. — Attaque d'une porte logique classique 7400.**

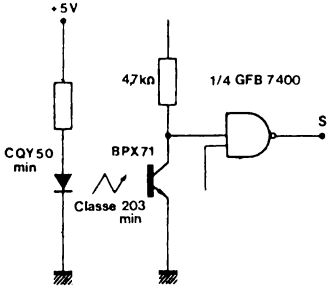



**Fig. 2. — Une résistance de charge en parallèle avec la porte réduit la charge apparente du phototransistor.**

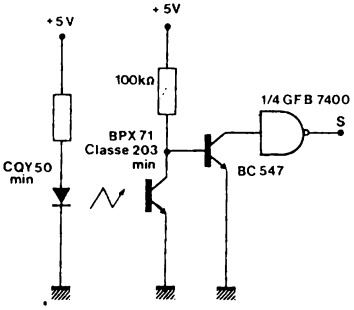



**Fig. 3. — Introduction d'un transistor tampon.**

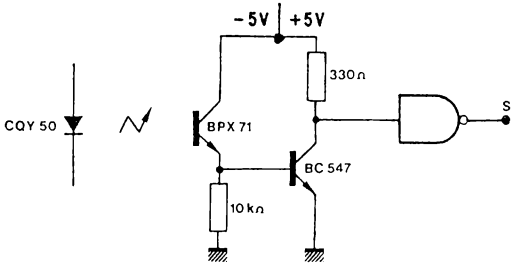



**Fig. 4. — Fonction inverse de la précédente : à l'éclairement du phototransistor, un niveau bas attaque la porte logique.**

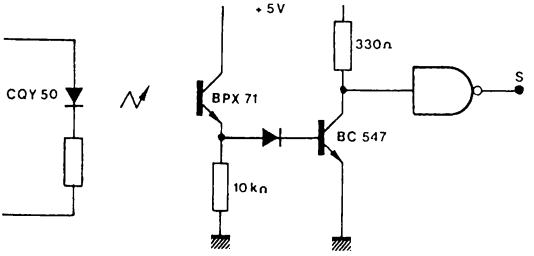



**Fig. 5. — Autre variante : la diode série introduit un seuil supplémentaire à la commande.**

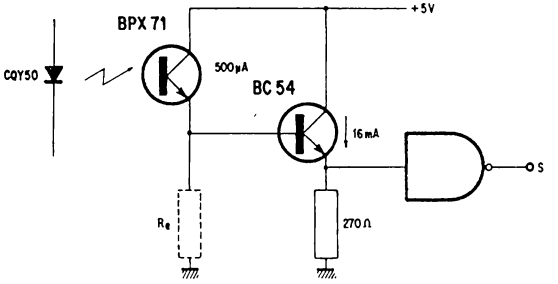



**Fig. 6. — Montage en Darlington du transistor et de la porte logique.**

Un transistor d'interface accroît la sensibilité du montage (fig. 3) ou permet d'attaquer de multiples entrées en parallèle ; dans ce cas, la valeur de la résistance de charge dépendra de ce nombre de portes. Une fonction inverse et réalisée avec la figure 4, ou même la figure 5 où une diode supplémentaire introduit un seuil. Dans la figure 6, l'interface est

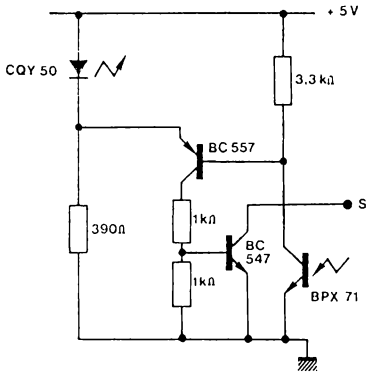



**Fig. 7. — Deux transistors amplificateurs autorisent la sortie à délivrer 35 mA pour l'attaque de portes logiques suivantes.**

montée en Darlington ; la résistance en pointillé, Re, permet un meilleur blocage du transistor lorsque le phototransistor n'est pas excité. Enfin, la figure 7 montre un schéma délivrant 35 mA sous 0,4 V, pour une distance de 4 mm entre émetteur et récepteur.

# MONTAGE D'UN PHOTOTRANSISTOR EN PHOTODIODE. ADAPTATION D'IMPÉDANCE

On peut considérer le phototransistor comme résultant de l'association d'une photodiode et d'un transistor amplificateur. Si la base du phototransistor est accessible, on peut négliger sa connexion d'émetteur pour ne prendre en compte que la jonction base-collecteur; on travaille, en fait, avec la seule diode photosensible.

Les temps de commutation sont alors réduits : avec le photocoupleur TIL 111 de *Texas*, ils passent de quelque 5 µs à 1,5 µs pour une résistance R = 1 200 Ω, placée soit à la base (en photodiode), soit au collecteur (en phototransistor). Cela, pour les temps de montée $t_r$ et de descente $t_f$. Par contre la tension de sortie est bien moindre (120 mV ici), ce qui exigera souvent une amplification supplémentaire (fig. 1).

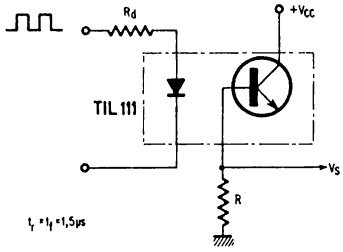



**Fig. 1. — Principe du montage en photodiode d'un phototransistor.**

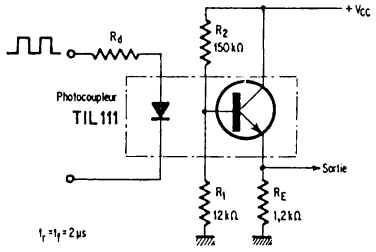


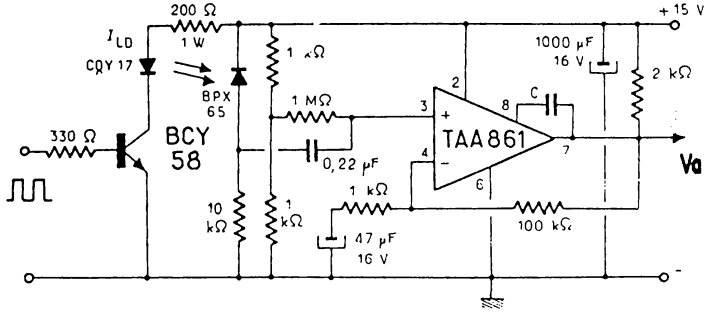

**Fig. 2. — Montage pratique avec polarisation de base.**

Le transistor restant alors disponible, on peut encore l'exploiter comme adaptateur d'impédance, avec charge dans l'émetteur (fig. 2). Le pont $R_1R_2$ polarise la base du phototransistor à une tension légèrement supérieure à celle définie par la jonction $V_{BE}$; la photodiode apparaît alors chargée par les résistances $R_1$ et $R_2$ en parallèle. Les temps de commutation, montée et descente ($t_r$ et $t_f$) sont de l'ordre de 2 µs au lieu des 6 µs qu'on aurait obtenu sans polarisation de base. La sortie apparaît sous faible impédance, 1,2 kΩ ici, et ne fournit donc qu'un faible signal qui devra être amplifié dans la plupart des cas.

# BARRIÈRE OPTIQUE RAPIDE FONCTIONNANT EN IMPULSIONS

Dans ce montage, la diode électroluminescente CQY 17 *(Siemens)* est attaquée par des signaux rectangulaires, via le transistor BCY 58. La photodiode BPX 65 reçoit les informations lumineuses qui pourront être ou non occultées.

L'avantage d'un tel fonctionnement est double. D'une part, la vie de la diode CQY 17 s'en trouve accrue, puisqu'elle ne fonctionne pas en continu ; d'autre part, la sortie de l'amplificateur opérationnel TAA 861, qui amplifie la composante alternative du signal, peut être connectée à un détecteur à coïncidence recevant également les créneaux d'origine. De ce fait, on exclut toute réception parasite, provoquant une sortie erronée.




**Barrière lumineuse rapide.**

Le temps de montée de circuit dépend de la résistance de charge de la photodiode et de la fréquence limite de l'amplificateur opérationnel. Ce dernier doit être équipé d'une capacité C entre les broches 7 et 8 pour empêcher toute oscillation parasite. Cette capacité influe aussi sur le temps de montée du circuit. Pour une distance phototransistor-diode électroluminescente supérieure à 20 mm, il est nécessaire d'intercaler une optique.

Les caractéristiques techniques principales sont une tension, de fonctionnement $+V_B$ de 15 V, une tension de sortie alternative $V_a$ de 200 mV, un courant direct de la CQY 17, $I_{LD}$ de 70 mA, un gain en tension alternative V de 40 dB et un temps de montée du circuit complet avec distance phototransistor-diode électroluminescente égale à 20 mm et avec C = 47 pF de t = 5 µs, C = 16 pF de t = 1 µs, C = 8 pF de t = 0,6 µs et C = 5 pF de t = 0,4 µs.

# LECTEUR DE CARTES ET BANDES PERFORÉES

Les transistors en ligne BPX 80 à BPX 89 de *Siemens* sont disposés au pas de 1/10 de pouce soit environ 2,54 mm. Ils se prêtent particulièrement bien à la lecture de cartes et de bandes perforées (fig. 1). Les figures 2 et 3 montrent la façon d'obtenir des niveaux de tension aptes à commander des circuits intégrés digitaux.

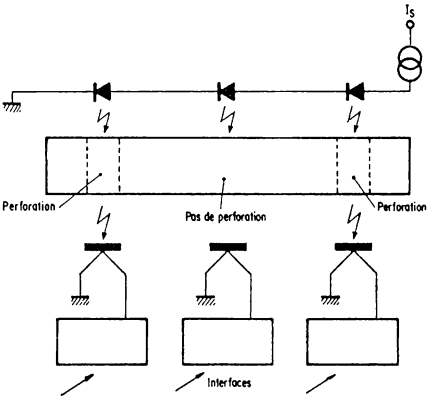



**Fig. 1. — Principe de la lecture d'une carte ou bande perforée.**

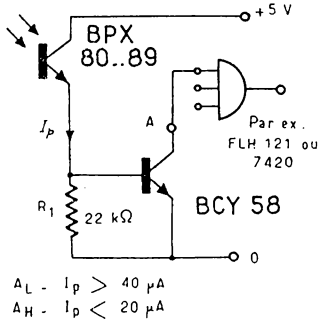



**Fig. 2. — Le phototransistor éclairé procure un niveau bas à l'entrée de la porte TTL.**

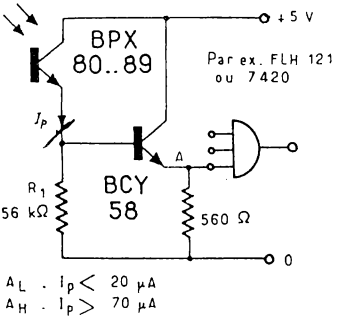



**Fig. 3. — Le phototransistor éclairé procure un niveau haut à l'entrée de la TTL.**

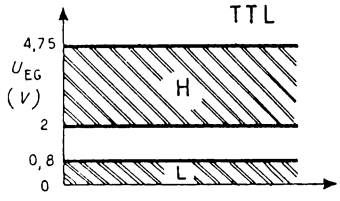



Fig. 4. — Définition des niveaux « haut » et « bas » d'une entrée de porte TTL.

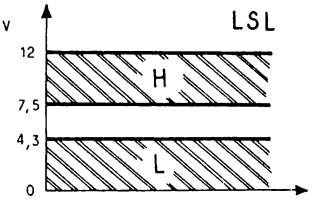



Fig. 5. — Définition des niveaux « haut » et « bas » d'une entrée de porte LSL.

Sur la figure 4 sont représentés les niveaux d'entrée d'un circuit TTL. Lorsque le phototransistor est éclairé, le point A de la figure 2 est au potentiel *bas* ($A_L$) et le point A de la figure 3 au potentiel *haut* ($A_H$). Dans l'obscurité, c'est le contraire. L'utilisateur choisira la solution qui lui convient le mieux suivant qu'un trou de la bande ou de la carte perforée correspond dans son système au niveau H ou L (H pour « high », soit *haut*, et L pour « low », soit *bas*). Dans les figures, on a représenté un circuit FLH 121 *Siemens*, de la famille logique équivalente à la 54/74 TTL.

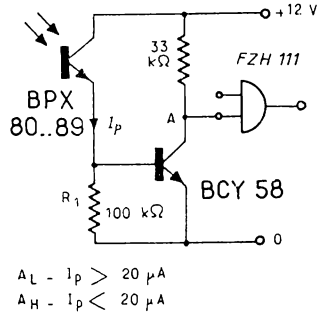



Fig. 6. — Le phototransistor éclairé fournit un niveau bas à l'entrée de la porte LSL.

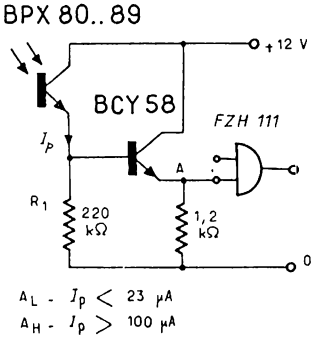



Fig. 7. — Le phototransistor éclairé procure un niveau haut à la porte LSL.

Si l'on recherche une haute immunité au bruit, on pourra recourir aux portes logiques « LSL » de *Siemens* également, dont les niveaux d'entrée sont définis graphiquement à la figure 5. Les figures 6 et 7 donnent les deux applications possibles (comme ci-dessus pour la TTL). La sensibilité au déclenchement de chacun des montages, est ajustée avec la résistance $R_1$. Les correspondances entre courant de phototransistors et niveaux H ou L définies sous chaque montage, ne sont valables que pour les valeurs de $R_1$ données.

# COMMANDE DIFFÉRENTIELLE D'UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL, AVEC COMPENSATION DE LA DÉRIVE THERMIQUE

Le montage d'un phototransistor et d'un transistor BF (BCY 59) en amplificateur différentiel permet de compenser les effets des variations de température sur la tension de sortie $V_A$ du schéma de la figure 1, dû à *Siemens*.

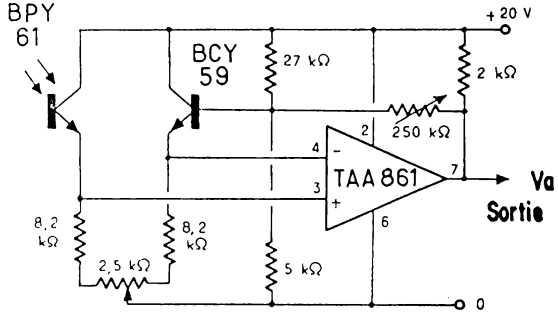



**Fig. 1. — Schéma à amplificateur opérationnel.**

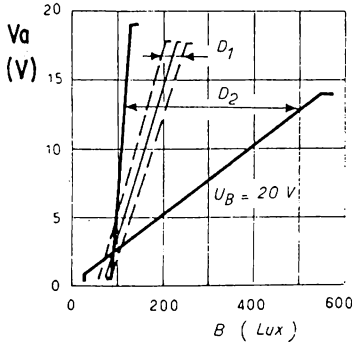



**Fig. 2. — Tension de sortie en fonction de l'éclairement.**

L'ajustage du gain de l'amplificateur se fait par le potentiomètre de 250 kΩ. Sur la figure 2 sont représentées différentes caractéristiques de la tension de sortie $V_A$ en fonction de l'éclairement B. Le domaine $D_2$ décrit les variations possibles de la sensibilité en agissant sur le gain de l'amplificateur. En maintenant ce gain constant, mais en agissant sur le potentiomètre de 2,5 kΩ, on modifie le point de fonctionnement de l'amplificateur différentiel d'entrée, donc la sensibilité du montage (domaine de variation $D_1$). Ces deux réglages n'affectent en rien la linéarité du montage.

# MESURES PAR RÉFLEXION

Pour peu que l'émetteur (LED) et le récepteur soient à 45° et non plus face à face, ils serviront à exécuter des mesures par réflexion (fig. 1). C'est d'ailleurs un module complet de ce type que propose *Monsanto* sous la référence MCA 7, avec sortie sur Darlington. Il s'appliquera selon des schémas électriques identiques à ceux des photocoupleurs.

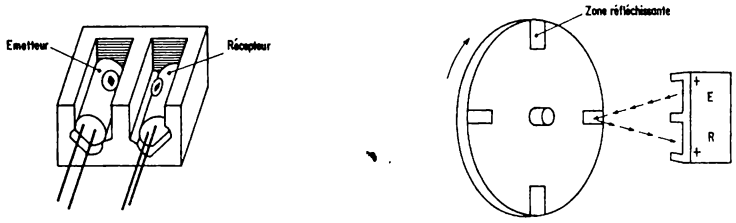



**Fig. 1. — Montage d'un coupleur par réflexion et application type.**

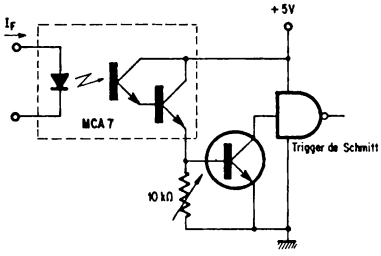



**Fig. 3. — Montage avec sortie basse au repos.**

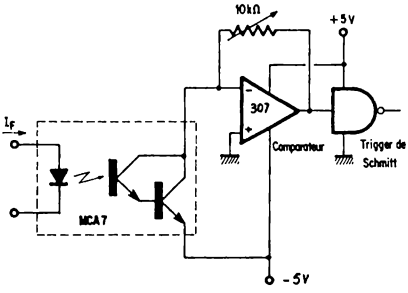



**Fig. 2. — Mesure par réflexion avec un MCA7 avec sortie normalement haute (vers le +5 V), via un trigger de Schmitt.**

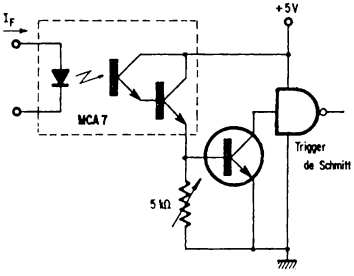



**Fig. 4. — Mesure par réflexion avec montage comparateur.**

Ainsi, on obtiendra une sortie normalement haute avec le schéma de la figure 2, basse avec la figure 3; dans la figure 4, la sortie se fait sur un comparateur. La réponse est obtenue à l'aide d'une surface réfléchissante, blanche par exemple, située à environ 1 cm de la tête de mesure.

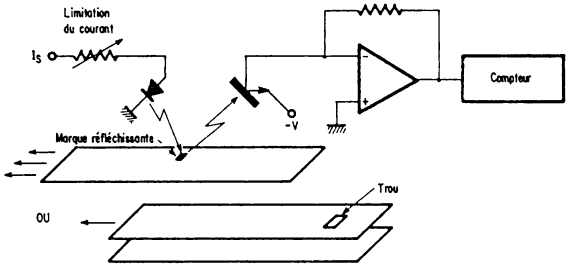



**Fig. 5. — Détection, par réflexion, d'un repère réfléchissant, ou d'une perforation sur fond réfléchissant.**

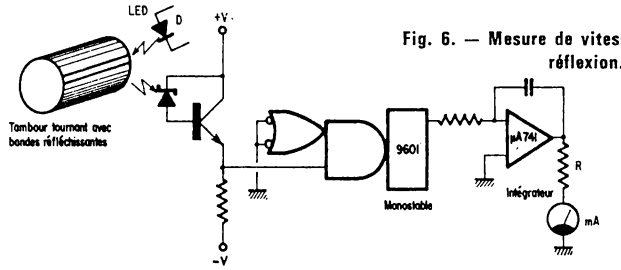



**Fig. 6. — Mesure de vitesse de rotation par réflexion.**

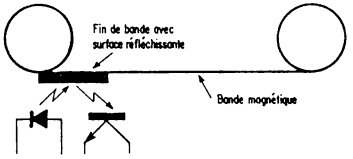



**Fig. 7. — Détection de fin de bande magnétique.**

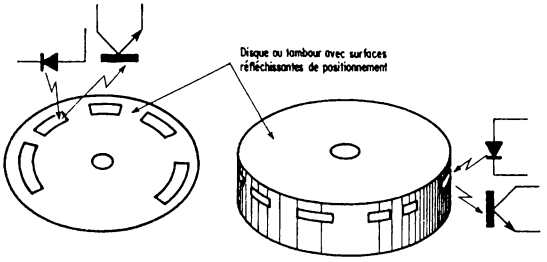



**Fig. 8. — Détection de position de disque ou tambour (magnétiques ou non).**

Les figures 5 à 8 suggèrent d'autres applications en réflexion : détection de marques réfléchissantes ou d'ouvertures sur fond réfléchissant en 5, mesure de vitesse de rotation en 6, détection de fin de bande magnétique en 7, ou détection de position de disque ou tambour en 8.

# TRANSMISSIONS BF EN INFRAROUGE POUR ÉCOUTES AU CASQUE

Afin de se libérer des fils de liaison, on peut réaliser une transmission de qualité hi-fi par émetteur infrarouge pour une écoute au casque de la radio, TV, chaîne..., ou dans un milieu à niveau de bruit très élevé (salle de machines).

Dans ce cas, l'expérience montre que la lumière émise par les lampes à incandescence est la plus nuisible aux transmissions par infrarouge et que plus la source de lumière ambiante est « froide », moins la réception en sera parasitée. En première approximation et sous un éclairement de 1 000 lux, la photodiode réceptrice doit disposer au moins d'un éclairement énergétique minimal de 1 nW/mm² de surface sensible.

Les LED type LD 241 T, dans ces montages étudiés par *Siemens*, transforment environ 6 % de la puissance électrique reçue en rayonnement à environ 950 nm de longueur d'onde. Ainsi, dans un local de 100 m² de surface (plancher, plafond et murs), une puissance d'émission de 50 mW, correspondant à 850 mW de puissance électrique à la diode émettrice d'infrarouge, procure en tous points des parois un éclairement énergétique de 1 nW/mm². Cela à condition que le coefficient de réflexion moyen des parois soit de 50 % et que la lumière soit diffusée également dans toutes les directions.

Pratiquement, une LD 241 T recevant des impulsions électriques rectangulaires de 100 mA de crête et une photodiode BPW 34 placée à 5 mètres permettent de transmettre une bande de 20 kHz avec le rapport signal sur bruit de plus de 6 dB pour autant que la lumière ambiante ne provoque pas, à elle seule, un courant dans la photodiode supérieur à 1 μA. A partir de ces données, la portée et le rapport signal sur bruit peuvent être améliorés par les mesures suivantes :

- Augmentation de la puissance d'émission en utilisant plusieurs LED ou en accroissant le courant dans la LED ;
- Réduction de l'influence de la lumière du jour par un filtre pour infrarouge ou par réduction de l'angle d'acceptation du récepteur ;
- Augmentation de la surface de réception sensible par l'utilisation d'une optique ou par accroissement du nombre de photodiodes.

L'émetteur à infrarouge de la figure 1 consomme 180 mA sous 12 V stabilisés. La fréquence de porteuse et de 95 kHz avec des impulsions de rapport 1 : 3 modulées en fréquence. La pente de modulation est d'environ 100 mV par kHz pour une modulation utile de ±10 kHz.

Le circuit RC d'entrée relève les aiguës (préaccentuation). Les quatre premiers transistors forment un multivibrateur à 95 kHz. La fréquence varie de 10 % si l'on élève de 1 V le potentiel des bases des deux premiers transistors. Le montage est compensé en température par la diode BAY 61, mais doit toutefois être alimenté par une tension stabilisée. Le transistor

de sortie doit commuter rapidement et lorsqu'il est bloqué la charge de base doit être évacuée rapidement. Ce sont les deux fonctions du circuit RC placé à la base du transistor de sortie.

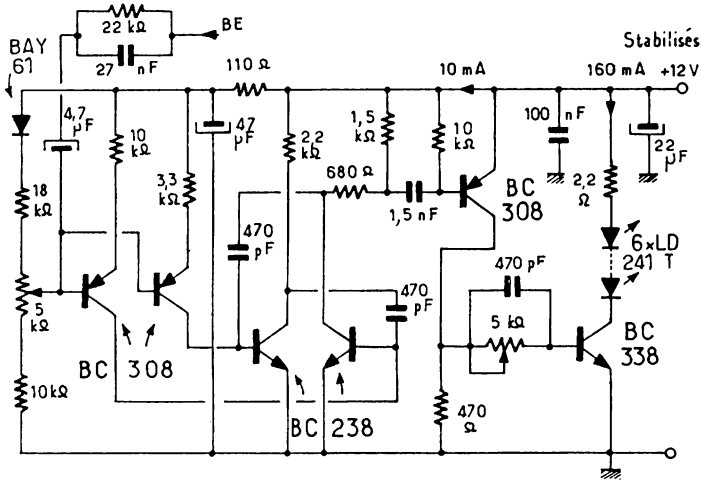



**Fig. 1. — Émetteur à infrarouge pour la transmission du son.**

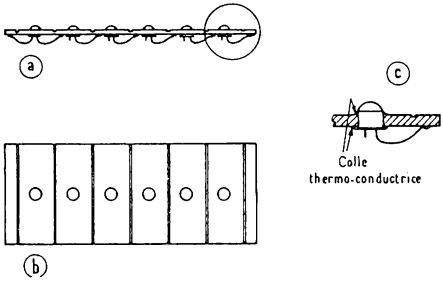



**Fig. 2. — Refroidissement d'un système de six diodes LD 241 T au moyen d'un circuit imprimé double face; les figures *a* et *b* représentent les vues par la tranche et de dessus; en *c*, détail du positionnement et du collage.**

Les six LD 241 T reçoivent des impulsions rectangulaires qu'elles éliment légèrement à l'émission. Cela est sans conséquence, car le récepteur ne traite que la fréquence fondamentale. La puissance d'émission moyenne est supérieure à 80 mW. Chaque LD 241 T recevra un radiateur ou sera soudée sur un circuit imprimé (fig. 2).

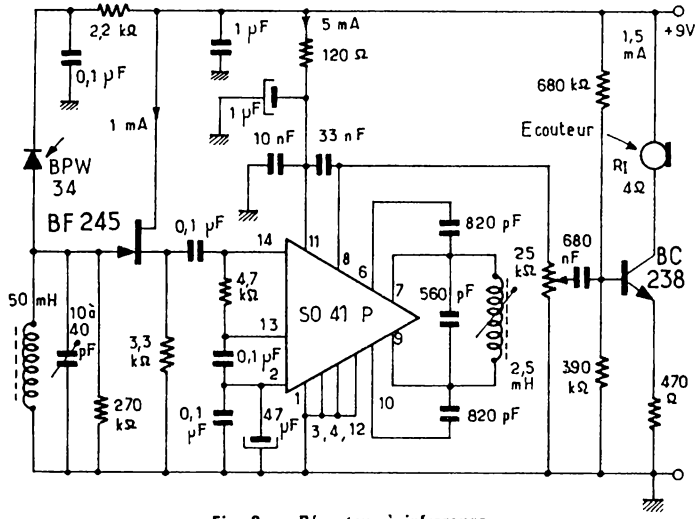



**Fig. 3. — Récepteur à infrarouge.**

Pour le récepteur, un transistor à effet de champ BF 245 joue le rôle d'adapteur d'impédance entre la photodiode BPW 34 et le circuit intégré bipolaire SO 41 P (fig. 3). Le circuit oscillant d'entrée montre une impédance de 150 kHz à la résonance. La capacité de la BPW 34 ne doit pas être oubliée dans le calcul de ce circuit oscillant. Le circuit intégré amplifie et limite les signaux FM qu'il reçoit ; il les démodule ensuite multiplicativement ce qui est très favorable du point de vue de la linéarité, de la réjection des modulations d'amplitude parasites et du bruit.

Le dimensionnement du circuit LC de déphasage est déterminant pour un bon fonctionnement du montage. Un transistor de sortie permet d'attaquer directement un écouteur de 4 kΩ d'impédance. Ce montage consomme 7,5 mA sous 9 V. Le rapport signal sur bruit à 5,5 m de distance varie entre 25 et 45 dB suivant la nature de la lumière ambiante que reçoit la photodiode BPW 34.

# TÉLÉCOMMANDE 1 024 VOIES

Ce dispositif de télécommande 1 024 voies a été réalisé et commercialisé par *ITT* en 1978. Il s'applique à la télécommande par infrarouge de récepteurs TV ou d'autres dispositifs selon 64 instructions réparties sur 16 adresses (64 × 16 = 1 024).

Le transmetteur infrarouge est équipé d'un circuit SAA 1050, en technologie CMOS pour consommer très peu et conserver ainsi une grande autonomie sur piles. Il est attaqué par un clavier, cet ensemble ayant approximativement le format d'une calculatrice de poche. L'émission se fait dans le proche infrarouge en *codage par modulation d'impulsions*.

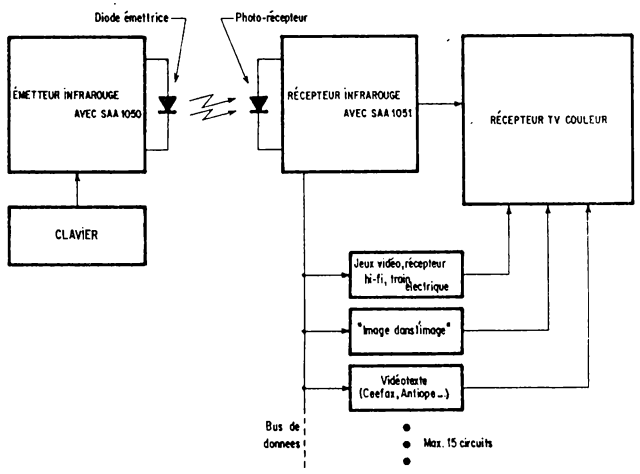



**Fig. 1. — Schéma bloc d'un système de commande par infrarouge utilisant les circuits intégrés SAA 1050 et SAA 1051.**

Monté sur le téléviseur, le récepteur est axé sur un circuit SAA 1051 qui décode les informations et commande des actions numériques (changement de canal, par exemple) ou analogiques (luminosité, son...) prescrites.

Les caractéristiques générales de ces circuits sont :

— répertoire étendu de commandes : 16 × 64 = 1 024 ;

— « bus de données » pour la commande de circuits satellites (sélecteur numérique, décodeur de télétexte, jeux vidéo, affichage sur écran) ;

— faible consommation de l'émetteur : 2 mW environ par commande, soit le dixième de ce que consomme un système actuel à ultrasons ;

— adresses distinctes correspondant à différentes possibilités : TV, radio, télétexte, jeux, etc. ;

— 64 commandes par adresse ;

— principe de transmission extrêmement fiable, sans porteuse supplémentaire, utilisant un simple préamplificateur passe-haut sans accord LC ;

— oscillateur RC pour l'émetteur (sans accord), branché directement sur un clavier à touches mono-contact (pas de matrice diodes/résistances) ;

— toutes les commandes peuvent également être passées directement sur le clavier : luminosité, couleur, contraste, gain, sélection de 16 programmes, normalisation des convertisseurs N/A, commande du sélecteur numérique, attente ;

— quatre convertisseurs N/A de 64 valeurs ;

— une commande supplémentaire pour fonctions spéciales (éclairage d'ambiance, parole, musique, élargissement des 16 programmes à 32 etc.) ;

— commande du son et du secteur ;

— suppression automatique du son lors des changements de programme.

**Principe de la transmission.** — Le principe de la transmission, tel qu'il a été décrit par R. Karnatzki dans la revue *Toute l'Électronique* (août-septembre 1978) est le suivant, la figure 1 donnant le synoptique général de l'installation.

On a adopté le codage par intervalles d'impulsions (non modulées), dans lequel l'intervalle T correspond à « 0 » et 2T à « 1 » (fig. 2). De ce fait, le préamplificateur du récepteur est simplifié, car on ne se sert pas de circuit sélectif, avec par exemple une porteuse de 30 kHz et une largeur de bande de 3 kHz.

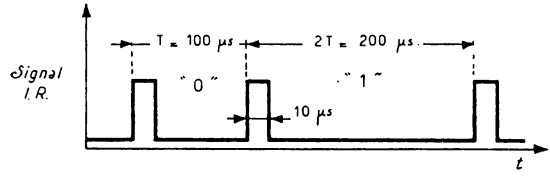



**Fig. 2. — On représente les bits 0 et 1 par des intervalles de longueur différente.**

Le système de transmission comprend 6 bits pour les instructions (soit 64 commandes) et 4 bits pour les adresses, ce qui donne un total de 1 024 commandes. Pour transmettre un mot de 10 bits, il nous faut 13 impulsions, à savoir un bit « start » et un bit « stop ». La commande 0101100100, par exemple, a une durée de 18T et se présente sous la forme de la figure 3.

Si le mot dure en moyenne 1,8 ms, la durée totale de commutation n'est que de 130 µs (7 %), de sorte que la consommation reste très faible, même en cas d'usage fréquent.

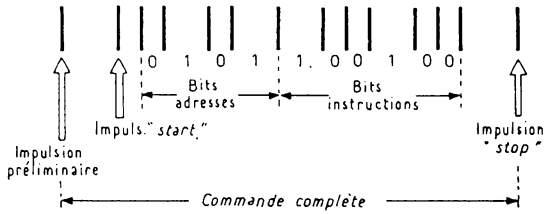



**Fig. 3. — Exemple : le mot 0101 100100.**

La protection du récepteur contre les perturbations est assurée par un verrouillage pendant une durée définie après chaque réception d'une impulsion. Selon qu'il y a transmission d'un 0 ou d'un 1, le déverrouillage est prolongé ou non. Si, après deux déverrouillages consécutifs, il n'y a pas eu de réception, le circuit reconnaît une perturbation et réitère les mesures.

Afin d'éviter les problèmes d'alignement de l'émetteur avec le récepteur, l'intervalle entre l'impulsion « start » et la première impulsion de donnée est mémorisée dans le récepteur. La fréquence ainsi obtenue sert au verrouillage et au déverrouillage du récepteur. Un contrôle supplémentaire mesure le nombre d'impulsions qui est de 13. Par ce moyen, le récepteur néglige toutes les impulsions perturbatrices, même celles survenant pendant la période de déverrouillage.

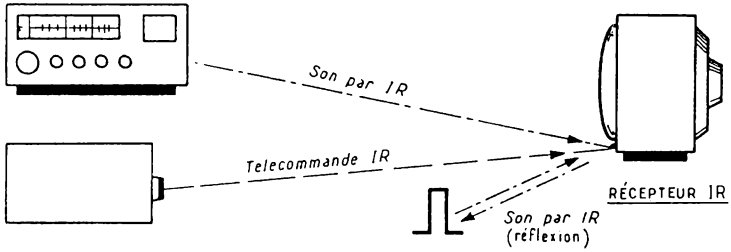



**Fig. 4. — La vitesse élevée de la transmission permet une reconnaissance optimale des commandes.**

La vitesse relativement élevée de la transmission garantit une reconnaissance optimale des commandes, même dans le cas d'écoute par casque à IR (fig. 4).

**L'émetteur.** — Le schéma synoptique de la figure 5 et le circuit de la figure 6 présentent les différentes fonctions du circuit. Les 64 commandes sont transmises directement sans matriçage sur les 3 + 8 broches a (*ah*) et *A* à *H*. La reconnaissance des commandes est statique et bloque l'oscillateur

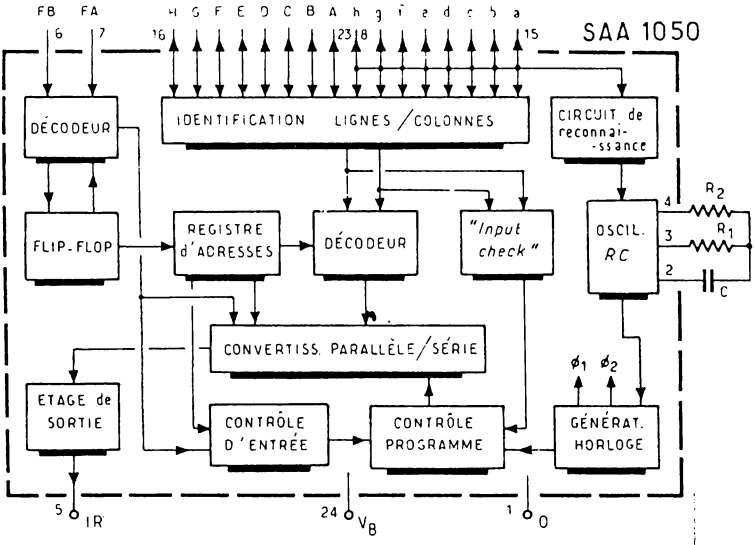



**Fig. 5. — Schéma bloc du SAA 1050.**

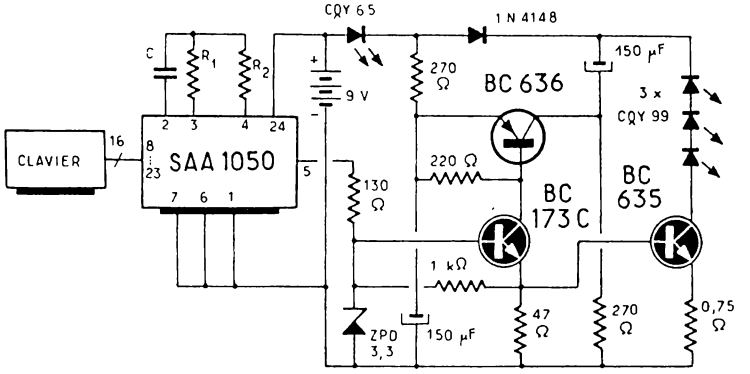



**Fig. 6. — Exemple de circuit utilisé pour l'amplificateur de l'émetteur.**

tant qu'aucune entrée n'est manipulée. De ce fait, la consommation au repos est inférieure à 10 µA.

Au moyen des broches FA et FB, le transducteur peut être commuté sur 4 modes de fonctionnement :

— télévision ;
— radio ;
— télétexte ou autre subsystème ;
— adresse libre pour systèmes satellites.

Comme évoqué plus haut, le système de transmission permet l'emploi d'un oscillateur RC à la réception, dont la tolérance se situe entre 80 et 110 kHz. Le produit RC peut, par conséquent, varier de 7 %. Lorsque le transducteur est commuté par câblage ou par un contact sur une des trois premières fonctions, la première commande est transmise comme telle et le mot complet comprenant l'adresse et l'instruction est transmis. Dans l'option 4 la première commande est l'adresse, et toutes les instructions suivantes iront à cette même adresse tant que celle-ci n'aura pas été « effacée » au moyen d'une touche « Clear ». La télécommande ressemble à une calculatrice de poche où chaque touche peut avoir plusieurs fonctions.

L'option 3, TV/télétexte, est particulièrement importante. Les 8 dernières instructions (57 à 64) servent à activer les subsystèmes tels que télétexte et « Viewdata ». L'introduction d'une de ces instructions provoque une commutation dans l'émetteur des 32 premières commandes d'un rythme d'émission continu de 130 ms sur émission unique. La vitesse maximale d'introduction est dès lors de 20 ms. De ce fait on peut, au moyen du même clavier avec lequel on commande les 16 programmes, opérer une sélection séquentielle et rapide des pages de télétexte. Du côté réception, les commandes 57 à 64 opèrent le blocage des adresses programmes de 4 bits, interdisant ainsi la mise en route erronée d'un programme lors de la sélection d'une page de télétexte. Deux instructions « Clear » remettent le poste sur la fonction télévision. De même les instructions « marche », « arrêt » et « sélection » séquentielle des programmes mettent automatiquement le récepteur sur la fonction « télévision ».

La commande d'un récepteur à sous-systèmes est extrêmement simplifiée. Prenons l'exemple d'un récepteur équipé du télétexte :

1 : marche — programme 2 ;
2 : commande de sélection de page ;
3 : introduction des numéros de page, par exemple 1, 2, 7 ;
4 : commande d'affichage.

Au cas où cette commande n'est pas effectuée, le téléspectateur peut continuer à regarder son programme, alors que la page est mémorisée dans le récepteur. Elle pourra être affichée à n'importe quel moment, même si entre-temps on a sélectionné un autre programme. Le téléspectateur peut donc passer d'un système à l'autre avec un minimum d'instructions.

Exemple :

1 : marche — programme 2 ;
2 : commande de sélection de page ;
3 : introduction de la page, par exemple 1, 2, 7 : (page 127) ;
4 : sélection du programme 1 ;

5 : sélection du programme 2;
6 : commande d'affichage de la page 127.

La page sélectionnée en 3 apparaît, bien qu'entre-temps on ait changé de programme. Il s'agit de la page 127 du programme 2. C'est une possibilité intéressante dans le cas d'une normalisation des numéros de pages des différents émetteurs de programmes.

**Le récepteur.** — Servi par une diode détectrice infrarouge, le récepteur est un circuit intégré du type PMOS, à gate au silicium, piloté par un quartz de 4,4336 MHz (sous-porteuse couleur). Il comporte un diviseur de fréquence 16 : 1 suivi d'un générateur d'horloge à 2 phases $\Phi 1$ et $\Phi 2$. Ces deux phases, qui cadencent tout le circuit, sont également disponibles aux broches 21 et 22 pour servir d'horloge à d'autres circuits supplémentaires. Il est avantageux d'avoir une horloge inversée si les circuits supplémentaires amplifient l'horloge avec des amplificateurs inverseurs. La fréquence est de 277 kHz.

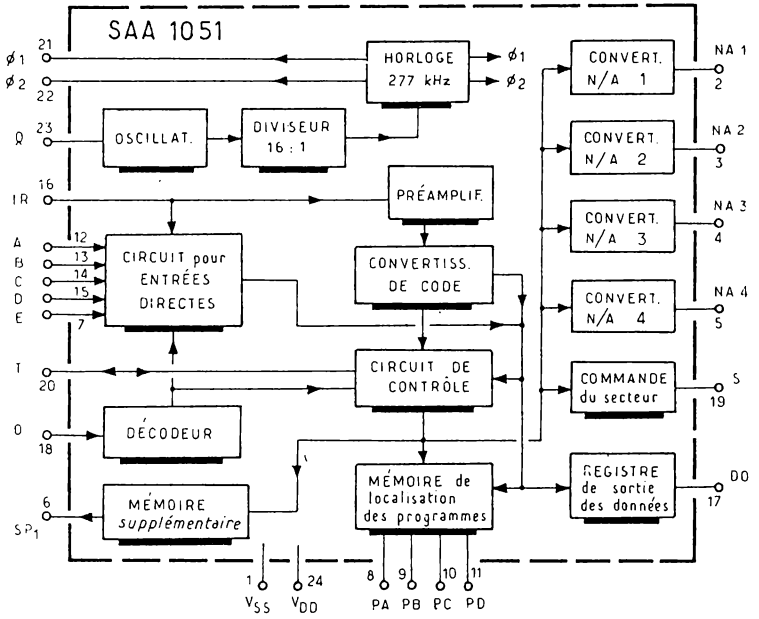



**Fig. 7. — Schéma bloc du SAA 1051.**

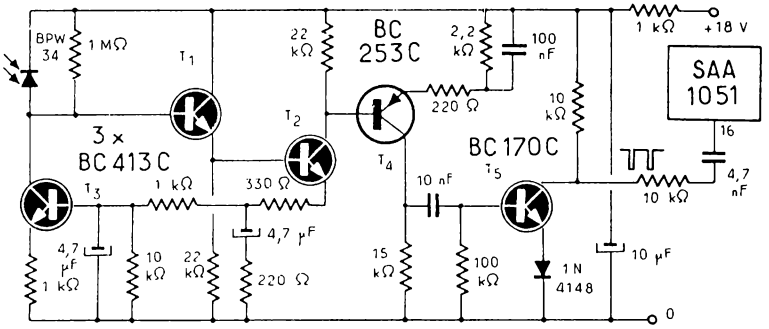



**Fig. 8. — Exemple de circuit pour l'amplificateur du récepteur.**

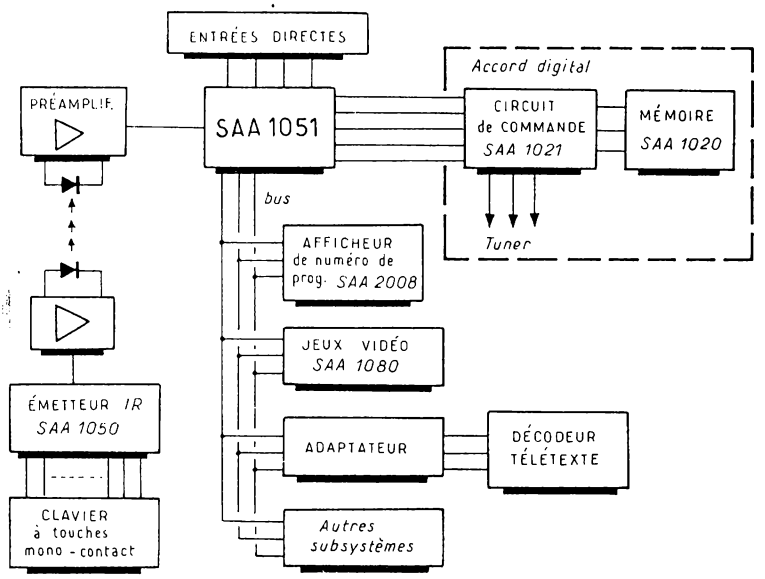



**Fig. 9. — Schéma synoptique de toutes les possibilités du systèmes.**

Les entrées A à E reçoivent 32 fonctions, à savoir :

— quatre convertisseurs N/A ;
— seize programmes ;
— instructions pour la sélection numérique de canal ;
— normalisation des convertisseurs ;
— arrêt secteur ;
— sélection séquentielle des programmes.

La broche 18 (fig. 7) sert à brancher la radio ou la télévision. Les sorties PA à PD servent à afficher les 16 programmes. Les autres sorties servent à commander le tuner numérique SAA 1020/1021 : 4 convertisseurs N/A NA1 à NA4, la commande secteur S et un signal AFC T. La figure 8 donne le schéma de principe du récepteur.

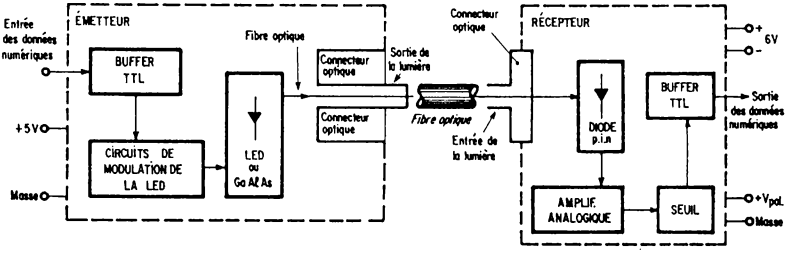
Afin de pouvoir adapter ce système IR à différents appareils, il est proposé un adaptateur économique, également en PMOS. Celui-ci convertit, après élimination des perturbations, l'information série en information de 6 bits parallèle. Il n'est activé que par les entrées adresses A à D. Si ces entrées sont sur « high », les instructions sont transmises indépendamment de l'adresse. L'entrée « reset » permet de remettre à 0 les sorties 6 bits. Un réseau RC peut également servir de remise à 0 temporisée. Dans le cas où la remise à 0 n'a pas lieu, la dernière instruction reste stockée jusqu'à ce que parvienne une nouvelle commande. Le train d'impulsions est également disponible sous forme sérielle aux broches IFT.

La figure 9 présente le schéma synoptique d'un équipement utilisant les possibilités du système.

# ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS POUR TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES

Les télécommunications par fibres optiques vont se développer, non seulement dans les applications de grande envergure mais très probablement aussi dans les petits systèmes industriels, l'instrumentation, les transports, (SNCF, métro, automobile...), l'aérospatial, etc. Encore faudra-t-il disposer à la fois des fibres optiques et des composants adaptés : émetteurs, coupleurs, récepteurs, etc. De nombreuses sociétés commencent à les proposer; parmi celles-ci, *RCA* qui a introduit, au début de 1978, le circuit référencé C 86003 E.

Il s'agit d'un système numérique travaillant à 20 mégabits, spécialement conçu pour les réseaux de communication d'ordinateurs, la téléphonie numérique, le traitement numérique d'informations, la commande industrielle et l'isolement opto-électronique pour haute tension.




**Synoptique et emploi des émetteurs-récepteurs pour fibres optiques.**

L'émetteur contient une diode émettrice (LED) ou GaAlAs avec ses circuits associés. Une fibre optique interne prélève la lumière dès l'émetteur de la LED et mène à un connecteur optique. Acceptant tous types de fibres optiques, ce système est particulièrement adapté à la PFXS 120 R de *Du Pont*.

Le récepteur recourt à une photodiode PIN au silicium, avec un amplificateur et un circuit à seuil, afin de convertir les impulsions en niveaux TTL standards.

L'émetteur consomme 250 mA sous 5 V et délivre une puissance optique crête de 100 microwatts au minimum.

Le récepteur consomme 30 mA sous 6 V et 20 mA sous −6 V, tensions auxquelles s'ajoute la polarisation de la diode, de l'ordre de +6 V à +45 V. Leurs dimensions sont d'environ 44 × 50 × 25 mm. La longueur de la fibre optique reliant l'émetteur au récepteur dépend, bien sûr, de ses caractéristiques propres (pertes...).

CHAPITRE IV

# Les photocoupleurs

*Les photocoupleurs, encore appelés isolateurs optiques, ou opto-isolateurs, résultent de l'association d'un émetteur de lumière et d'un récepteur. Ils servent à transmettre des informations avec un isolement galvanique parfait entre entrée et sortie et une rétro-action nulle.*

## 1. PRINCIPES

Un photocoupleur, ou opto-isolateur, résulte de l'association dans un même boîtier d'un émetteur et d'un récepteur de lumière. Trois structures de principe sont indiquées figure 1; si, dans tous les cas, l'émetteur est une diode, le récepteur peut être une photodiode, un phototransistor ou un photothyristor, pour les montages de base.

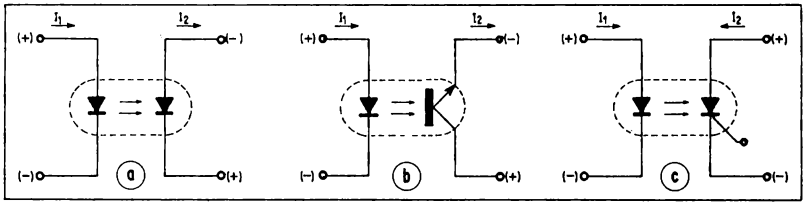



**Fig. 1. — Trois photocoupleurs avec, comme récepteur, une photodiode, un phototransistor ou un photothyristor.**

Généralement, on recourt à une diode à l'arséniure de gallium (GaAs, ou AsGa selon que l'on s'inspire de l'appellation américaine ou française) émettant dans le proche infrarouge, et à un récepteur au silicium. Les courbes de la figure 2 montrent pourquoi : leurs maximums d'efficacité coïncident. Tous deux sont séparés par un film isolant et transparent, du verre (fig. 3); si l'on recherche une très haute tension d'isolement entre entrée et sortie,

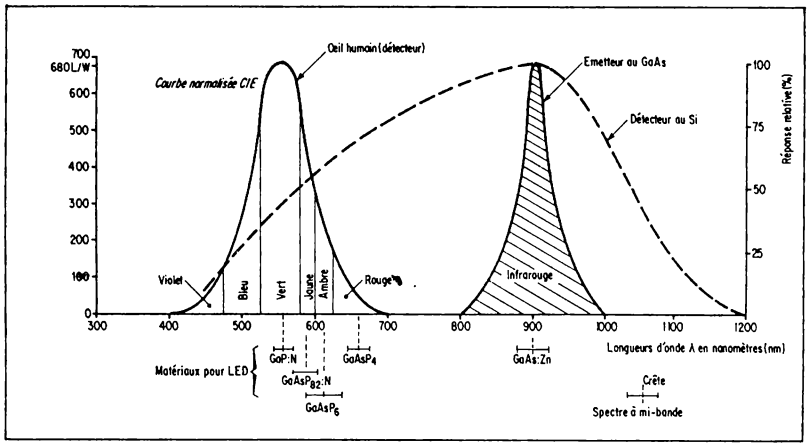



**Fig. 2. — Le maximum du spectre d'efficacité d'une diode émettrice à l'AsGa coïncide approximativement avec celui d'un récepteur au silicium.**

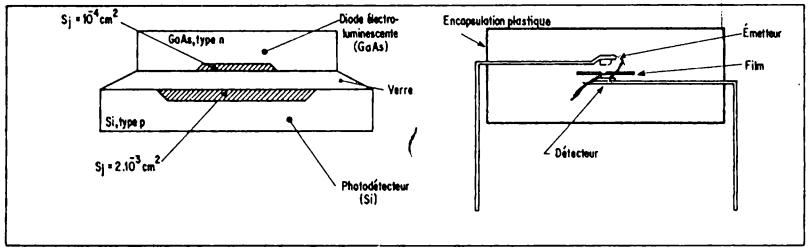



**Fig. 3. — Structure d'un photocoupleur à basse tension d'isolement réalisé par l'assemblage d'une diode électroluminescente et d'une diode photoconductrice.**

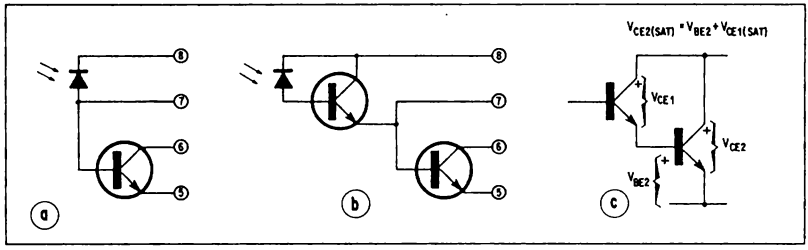



**Fig. 4. — Le signal de photodiode peut être amplifié par un transistor ou un Darlington.**

il faudra passer non plus par du verre mais un conduit de lumière du type fibre optique ou tube à parois réfléchissantes.

Si le photocoupleur comporte une photodiode, celle-ci peut être suvie par un dispositif amplificateur, transistor, ou Darlington (fig. 4), le tout pouvant être intégré en un seul circuit.

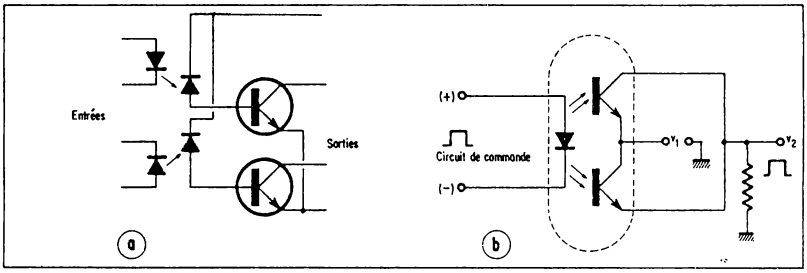



**Fig. 5. — Photocoupleur différentiel (*a*) ou découpleur (*b*).**

Enfin, on peut concevoir toutes sortes de dispositifs plus complexes tels que différentiels, pour découpage, etc. (fig. 5).

## 2. CARACTÉRISTIQUES

L'attrait principal du photocoupleur réside dans l'isolement galvanique qu'il procure entre entrée et sortie, isolement valable dans tout le spectre des radiofréquences et pour des tensions élevées à très élevées. Par conséquent, on mettra souvent en valeur la tension d'isolement qu'il peut supporter en continu, entre les dipôles d'entrée et de sortie; elle dépasse fréquemment les 1 000 V. On pourra préciser cette notion par la tension d'isolement crête à une fréquence donnée; tel opto-isolateur supportant 1 500 V en continu (le CNY 52 de *RTC*, par exemple), acceptera au minimum 4 000 V à 50 Hz. On pourra aussi définir une résistance d'isolement qui, dans le cas du CNY 52 par exemple, est de $10^{12}$ Ω sous 1 000 V.

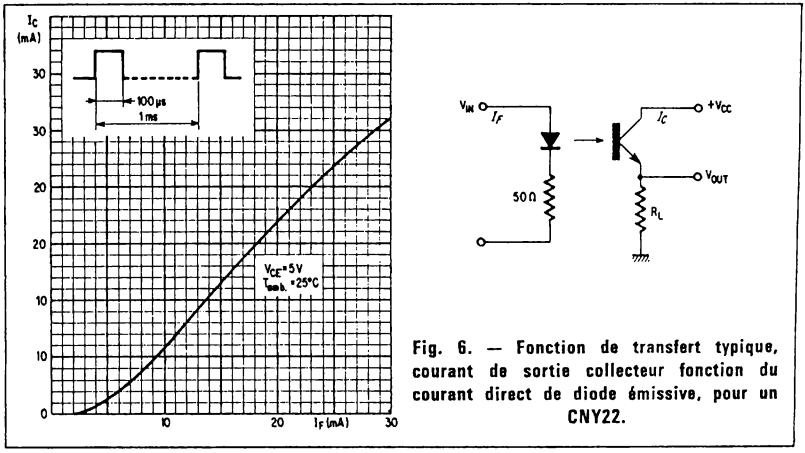



**Fig. 6. — Fonction de transfert typique, courant de sortie collecteur fonction du courant direct de diode émissive, pour un CNY22.**

Pour un fonctionnement analogique, la fonction de transfert doit rester linéaire. Elle donne lieu à des familles de courbes qui traduisent les variations du courant de sortie en fonction du courant d'entrée, de la tension, etc.; la figure 6 en donne un exemple (toujours avec le CNY 22) : le courant de sortie de collecteur est fonction du courant d'entrée (diode) lorsque la tension collecteur-émetteur est de 5 V. On voit que, à $I_F = 8$ mA, on trouve $I_C = 4$ mA, soit un *transfert typique* de 50 %.

La vitesse de travail dépend essentiellement des capacités typiques, celles-ci déterminant à leur tour les temps de montée et de descente qui se mesureront en microsecondes, ou moins, par exemple 3 µs pour le CNY 22 déjà pris pour exemple.

Les autres caractéristiques que l'on évoque sont la tension de sortie maximale $V_{CE}$, l'éventail des courants d'entrée et de sortie, le courant d'obscurité, la tension de saturation $V_{CE}$ (sat) toujours dans le cas d'un transistor, qui doit être faible pour simultanément $I_C$ le plus élevé possible et $I_F$ le plus faible possible, le taux de réjection qui doit être le plus élevé, etc., toutes caractéristiques classiques.

## 3. LE PHOTOCOUPLEUR EN RELAIS

Quatre grandes familles de relais existent actuellement :

- *les relais électromécaniques classiques;*
- *les relais reed;*
- *les relais hybrides* (électromécanique plus électronique);
- *les relais statiques.*

Dans chaque famille, des centaines, voire des milliers de modèles existent; les puissances mises en jeu vont de 50 µW à presqu'un watt au primaire et de quelques centaines de volts-ampères à plusieurs dizaines de kilovolts-ampères au secondaire. En plus de cette distinction basée sur la puissance commutée comparée à la puissance commutante, il faut ajouter celle venant de la fonction et distinguer ainsi les *relais de mesure* (à seuil, de phase, etc.) des *relais tout ou rien* (instantanés, temporisés, à séquences).

Il n'est donc pas raisonnable de parler de remplacement pur et simple du relais par le photocoupleur et il va falloir choisir le créneau susceptible d'être occupé en premier par un produit optoélectronique compétitif dès le départ.

Prenons pour exemples les automatismes industriels, informatisés ou non. Le prélèvement de l'information se fait souvent assez loin de l'unité de centralisation et cela, dans des milieux très perturbés électriquement. Le problème de la protection contre les courants parasites créés, soit par des masses à des potentiels différents, soit par des champs magnétiques ou électriques, se pose donc constamment.

Jusqu'à l'apparition du photocoupleur, le problème de la protection de la partie logique contre l'environnement industriel était résolu par l'em-

ploi de relais électromécaniques pour les commutations à fréquences très basses, de relais reed pour des fréquences un peu plus élevées, de transformateurs ou d'oscillateurs pour les fréquences supérieures à 1 000 Hz.

Tous ces systèmes, comme le photocoupleur, assurent le découplage galvanique et annulent donc les parasites crées par les retours de masse. Aucun de ces systèmes, même le photocoupleur, ne protège la partie logique lors de l'apparition d'un courant induit dans la ligne alimentant le primaire de ces éléments; il faut donc toujours recourir aux systèmes classiques : insertion d'une constante de temps sur la ligne ou insertion d'un seuil, ou emploi d'un câble blindé avec impédance caractéristique définie ou non suivant la longueur de la ligne, etc.

## 4. LOGIQUE TTL ET PHOTOCOUPLEURS

Le photocoupleur apparaît comme un élément beaucoup plus simple comparé au transformateur ou à l'oscillateur (fig. 7 et 8). Le duel photocoupleur-relais est plus serré; cependant, la durée de vie du relais est de l'ordre de $10^5$ manœuvres alors que celle du photocoupleur dépasse $10^{13}$;

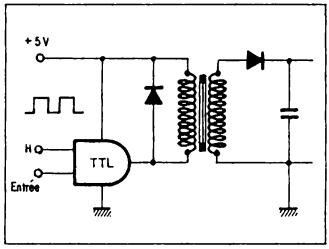



**Fig. 7. — Circuit à transformateur restituant la composante continue.**

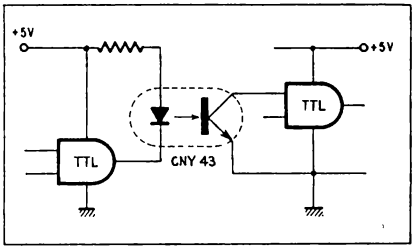



**Fig. 8. — Montage équivalent au précédent et employant un photocoupleur en interface avec deux portes logiques TTL.**

ce dernier peut fonctionner à partir de quelques milliampères et supporte de fortes surintensités, ce qu'un relais n'accepte pas; de plus, il est peu encombrant, léger, robuste et fiable, ne rebondit pas et ne crée pas de parasites; il peut fonctionner à fréquence élevée et est compatible avec les familles logiques, etc.

### 4.1. Attaque par un élément TTL

Quelques principes de base sont à respecter lorsqu'on associe une logique de la famille TTL à des photocoupleurs.

Le montage est celui de la figure 9. La sortie TTL étant au niveau *bas*, on définit le courant dans la diode émissive par la relation $I_F = (V_{CC} - V_F - V_{OL})/R$. On sait que le niveau *bas* TTL ($V_{QL} \leqslant 0{,}4$ V) est garanti pour un courant $I_{QL} \leqslant 16$ mA. En tenant compte d'une tension $V_{CC}$ comprise entre 4,75 et 5,25 V, d'une tension $V_F$ comprise entre 1 et 1,6 V, d'une

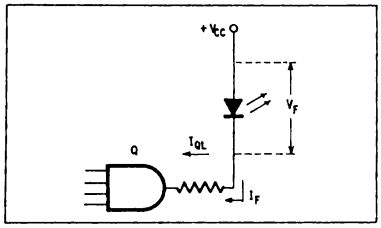



**Fig. 9. — Attaque de la diode émissive d'un photocoupleur par un élément TTL.**

tolérance de $\pm 5$ % de la résistance de charge, le courant dans la diode est facilement calculé en fonction de la résistance de charge choisie. Une résistance de charge R de 300 ou 500 Ω est recommandée suivant le type du photocoupleur. Lorsque la sortie TTL est au niveau *haut*, la diode électroluminescente n'est pas alimentée.

## 4.2. Attaque d'une porte TTL

On obtient, dans le cas d'un niveau *bas* entrée ($V_G \leqslant 0{,}8$ V), un courant sortant maximal de 1,6 mA. Dans le cas d'un niveau *haut* en entrée ($V_G \geqslant 2{,}4$ V), le courant entrant peut atteindre 40 μA (fig. 10 et 11).

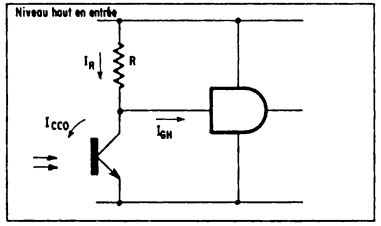



**Fig. 10. — Commande d'une porte logique TTL à niveau haut d'entrée par un photocoupleur.**

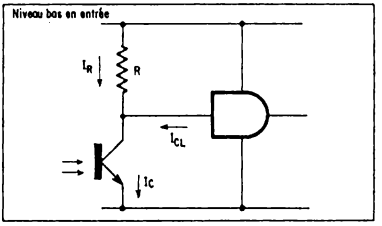



**Fig. 11. — Commande d'une porte TTL à niveau bas en entrée par un photocoupleur.**

Du fait des courants $I_{CEO}$ (courant *d'obscurité* du phototransistor) et $I_{GH}$, il est nécessaire, si l'on veut respecter le niveau haut en tension, d'insérer une résistance R entre le $+V_{CC}$ et l'entrée de la porte. On a : $R = (V_{CC}\ \text{min} - V_{GH})/(I_{CEO}\ \text{max} + I_{GH}) = (4{,}75 - 2{,}4)/(40 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6}) = 47$ kΩ, en prenant $I_{CEO}$ max = 10 μA à 75 °C amb. Cette résistance n'est pas absolument nécessaire, n'ajoutant en pratique qu'une plus grande immunité au bruit; elle modifie également les temps de réponse du photocoupleur.

En prenant R = 47 kΩ, on a : $I_C = I_{GL} + (V_{CC}\ \text{max} - V_{CE}\ \text{min})/R = 1{,}6 \cdot 10^{-3} + (5{,}25 - 0{,}1)/47 \cdot 10^{-3} = 1{,}7$ mA. C'est donc le courant maximal que doit fournir le photocoupleur lors de l'emploi d'une résistance de 47 kΩ. Dans la pratique, un $V_{CE}$ de 0,4 V est parfaitement acceptable (niveau bas en entrée $\leqslant 0{,}8$ V). Ces deux valeurs (0,4 V et 1,7 mA)

définissent ce qui est demandé au photocoupleur à 25 °C côté phototransistor. En prenant un produit comme le CNY 43 de *RTC* qui présente un transfert minimal de 50 %, le courant requis par la diode pourrait donc être très faible. Cependant, le transfert se modifiant et baissant légèrement dans le temps, on se basera sur le fait qu'après une durée de vie de 50 000 heures, il prend une valeur égale à la moitié de sa valeur initiale. De plus, pour assurer la fonction jusqu'à 75 °C par exemple, il faut tenir compte d'une décroissance de 10 %. Ainsi, le transfert initial ne sera pas considéré comme étant de 50 % mais de : 0,5 × 0,5 × 0,9 = 22,5, soit 20 % au minimum.

Dans ces conditions, le courant $I_F$ recommandé pour attaquer une porte TTL à l'aide du CNY 43 sera de : 1,7 mA/0,2 = 8,5 mA. On voit que la compatibilité en transfert lors d'une liaison TTL à TTL est parfaitement assurée; dans ce cas, la résistance de charge en série avec la diode électroluminescente est de 390 Ω.

## 4.3. Exemple d'interface TTL-TTL

La figure 12 montre une réalisation compacte grâce à l'emploi de deux sextuples inverseurs (FJH 241); 6 bits peuvent être ainsi transmis, chaque bit passant par un photocoupleur assurant le découplage entre les deux systèmes. Malgré les temps de réponse des photocoupleurs ne correspondant

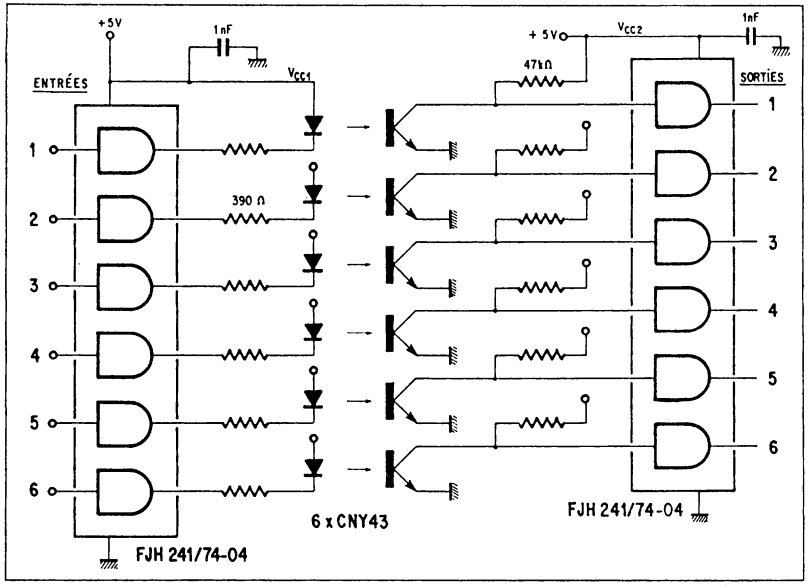



**Fig. 12. — Exemple d'interface TTL-TTL par l'emploi de photocoupleurs et de deux sextuples inverseurs.**

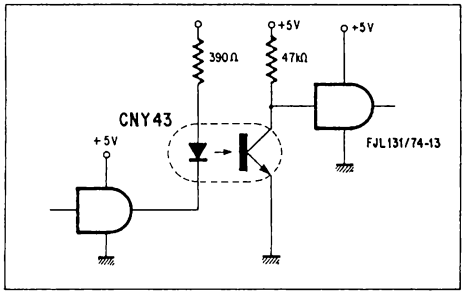
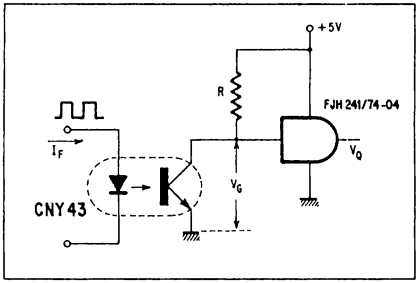



Fig. 13. — Autre exemple d'interface TTL-TTL avec photocoupleurs et triggers.

Fig. 14. — Schéma de base d'interface de sortie.



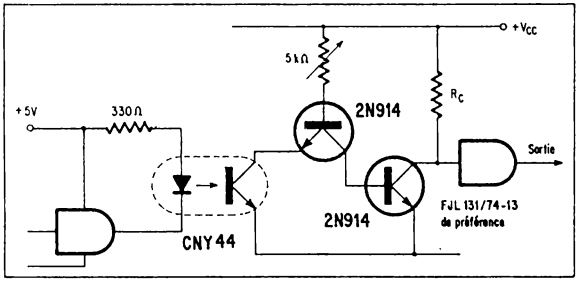




Fig. 15. — Pour augmenter la fréquence de commutation d'une liaison TTL-TTL, le photocoupleur attaque un dispositif à éléments discrets.

pas aux normes de la TTL, un découplage capacitif entre le $+V_{CC}$ pris à l'arrivée sur le circuit intégré et le moins évite toute oscillation. Pour une plus grande sûreté d'emploi, il faut inhiber l'entrée de chaque porte et l'interroger après établissement du courant $I_C$ du photocoupleur.

On peut évidemment employer un trigger tel le FJL 131 comme le montre la figure 13. La forme du signal de sortie est alors nettement améliorée en temps de montée et de chute. Le schéma de base étant celui de la figure 14, on augmentera éventuellement la fréquence de commutation à l'aide d'éléments discrets, tel le transistor de la figure 15. L'origine des divers composants cités ici est *RTC*.

## 5. PHOTOCOUPLEUR EN RÉCEPTEUR DE LIGNE ET IMMUNITÉ AU BRUIT

Pour des liaisons à grande distance ou dans des environnements très parasités, il est préférable d'utiliser une ligne bifilaire (fig. 16). Afin de conserver la symétrie aussi bien lorsque la diode est conductrice que bloquée, on branche en parallèle sur la diode émissive une diode en sens inverse (deux diodes au silicium branchées en série donneront la même tension $V_F$). Cependant, pour les transmissions à moyenne distance, une ligne simple est suffisante; elle sera de préférence torsadée. Dans tous les cas de liaison, on recherchera une bonne immunité contre le bruit de la ligne.

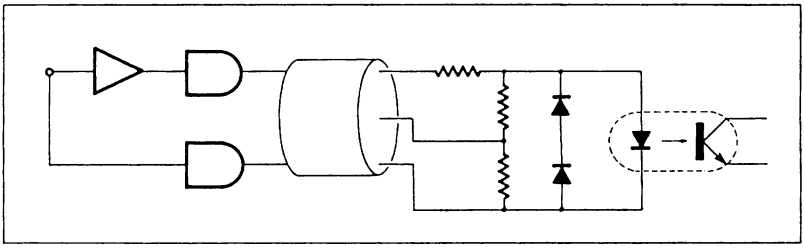


**Fig. 16. — Transmission d'une information à grande distance par photocoupleur à l'aide d'une ligne bifilaire.**

On va examiner un certain nombre de schémas présentant une immunité de plus en plus élevée. Il sera, dans certains cas, intéressant de faire appel à un schéma où, malgré l'immunité apportée, le courant dans la diode électroluminescente sera peu différent du courant dans la ligne, ce qui signifie qu'un minimum d'énergie sera perdu.

Le schéma de la figure 17 et la courbe associée représentent le montage le plus simple. Le seuil d'immunité est faible, il correspond au $V_F$ de la diode émissive. Tout le courant de la ligne passe dans la diode. Cependant,

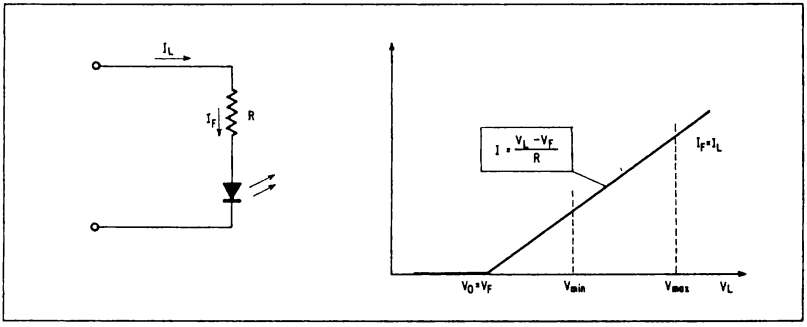



**Fig. 17. — Circuit présentant une faible immunité au bruit : le courant de la ligne passe dans la diode.**

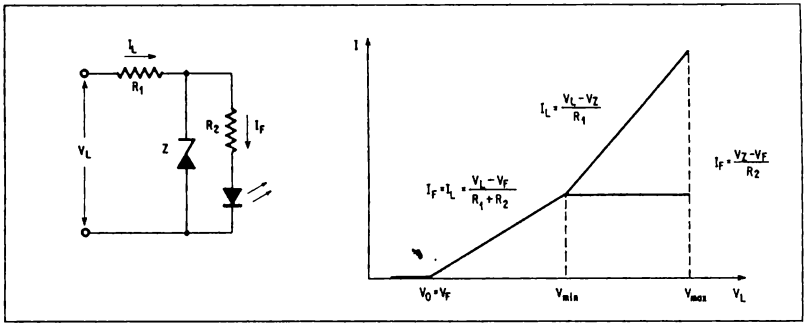



**Fig. 18. — Montage à diode Zener présentant une immunité au bruit élevée.**

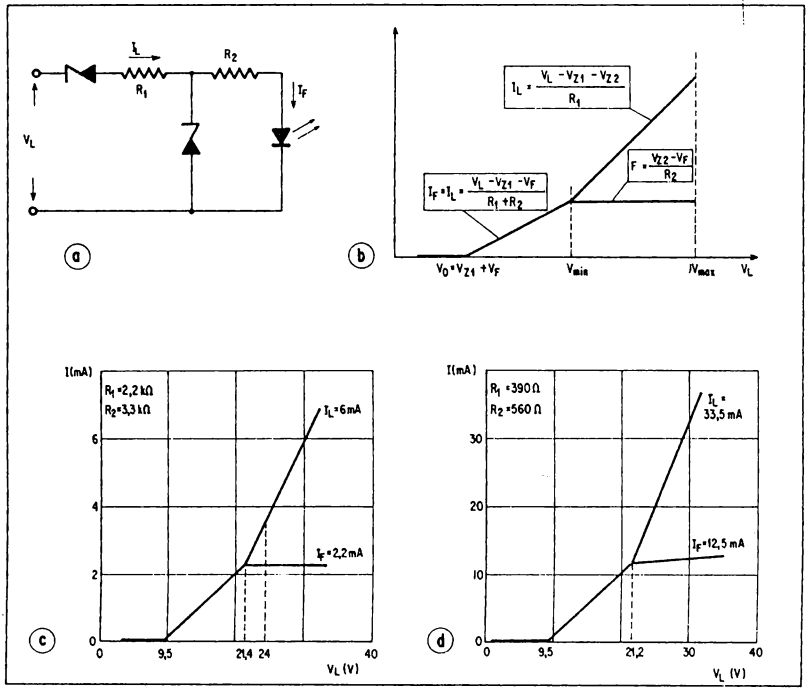



**Fig. 19. — Le seuil d'immunité au bruit est augmenté par l'emploi de deux diodes Zener dans le circuit (*a*); en (*b*) courbe théorique représentative du montage, en (*c*) et (*d*), deux courbes représentatives correspondant à deux applications numériques du schéma.**

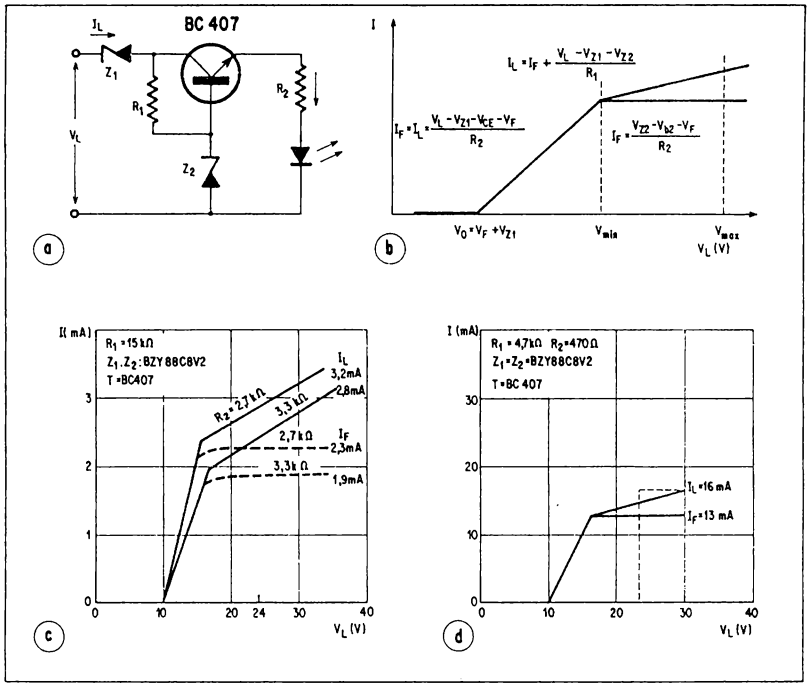



**Fig. 20. — Schéma d'un circuit à haute immunité au bruit (*a*); en (*b*), courbe théorique correspondant au montage. Les courbes données en (*c*) et (*d*) représentent deux applications numériques du circuit qui, notons-le cumule tous les avantages de ceux de figures antérieures.**

le courant dans la diode varie dans une large proportion entre la tension minimale, V *minimale*, et la tension maximale, V *maximale* de ligne.

Dans la mesure où une telle variation est acceptable, *il est nécessaire de protéger la diode par une diode au silicium branchée en inverse*. Le schéma de la figure 18, grâce à la diode Zener, permet d'obtenir un courant dans la diode électroluminescente pratiquement constant entre V *minimale* et V *maximale*. Cependant, de même que pour le schéma précédent, le seuil d'immunité reste faible.

L'augmentation du seuil d'immunité peut être obtenu grâce à l'emploi d'une deuxième Zener comme le montrent le schéma de la figure 19 et la courbe associée. L'inconvénient de ce montage réside dans le fait qu'une partie de l'énergie de la ligne est perdue dans la Zener en parallèle sur le circuit de la diode émissive. La figure 20, grâce à l'emploi d'un transistor, cumule tous les avantages des schémas précédents tout en ayant un rendement excellent.

La protection de la diode contre les tensions inverses mal supportées par la jonction est assurée dans tous ces montages soit par une diode au silicium, soit par une Zener. Toutefois, la rapidité de ces éléments n'étant

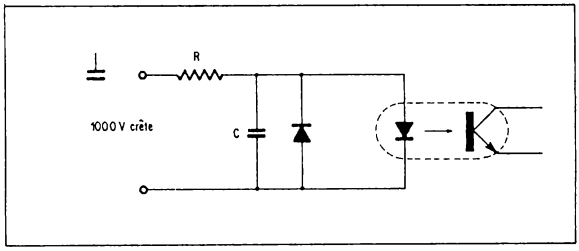



**Fig. 21. — Photocoupleur protégé contre les tensions inverses par une diode et un circuit RC.**

pas infiniment grande, il est préférable, dans certains cas particuliers lorsque des surtensions élevées peuvent être envisagées, d'utiliser un système RC tel que le présente la figure 21. On peut considérer, sans erreur appréciable, qu'à l'origine des temps le condensateur se charge linéairement lors de l'apparition d'une impulsion de tension parasite élevée; on a : $V = I_T/C$.

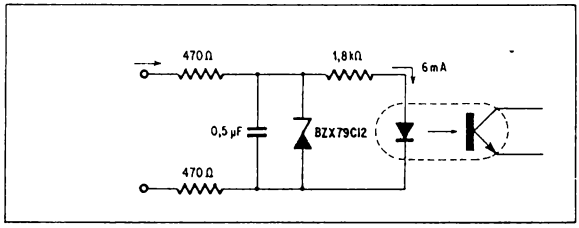



**Fig. 22. — Montage symétrique à réseau RC pour la protection des photocoupleurs.**

Supposons que la résistance de ligne R soit égale à 500 ohms et que la surtension atteigne 1 000 V, on a : $I = 1\,000/500 = 2$ A. Si le temps de conduction de la diode au silicium est de 100 ns, la tension étant écrêtée à 0,7 V par cet élément, on a :

$$C = I_T/V = (2 \times 10^{-7})/0{,}7 = 0{,}15\ \mu F$$

Une telle protection n'est évidemment envisageable que pour une transmission relativement lente. En pratique, on utilisera un montage symétrique comme celui de la figure 22.

## 6. IMMUNITÉ EN PRÉSENCE DE COURANTS DE LIGNE PERMANENTS

Les photocoupleurs actuels offrant des transferts satisfaisants dès les plus faibles courants $I_F$ (à partir de 0,5 mA), il est important d'exclure tout risque d'erreur due à des courants permanents de ligne.

Pour l'histoire, rappelons que les précautions que l'on va évoquer ici s'avéraient inutiles avec les premiers photocoupleurs dont la loi d'émission photonique (pour les diodes émissives) en fonction du courant direct n'était guère linéaire, surtout aux courants faibles. On pouvait alors tolérer quelques milliampères de courant permanent, celui-ci ne donnant lieu qu'à une émission de lumière négligeable.

## 6.1. Emploi de la base du phototransistor

Tout comme pour un transistor, tant que le $V_{BE}$ reste inférieur à une certaine valeur (0,6 V environ) il n'y a pas apparition de courant émetteur.

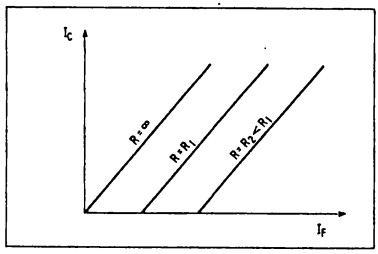



**Fig. 23. — Courbes représentatives du seuil d'immunité au bruit d'un photocoupleur utilisé en récepteur de ligne, en fonction de la résistance intercalée entre la base et l'émetteur d'un phototransistor.**

Si on intercale entre la base et l'émetteur une résistance, afin qu'il y ait un courant émetteur, il faudra atteindre un certain flux de photons (donc un certain courant $I_F$) créant un courant de base tel que :

$$R \times I_b > 0{,}6 \text{ V}$$

Comme les courbes de la figure 23 le montrent, le seuil d'immunité créé est d'autant plus grand que R est faible. On voit sur cette figure que, pour des valeurs de R assez élevées (supérieures à 100 kΩ par exemple), les courbes de transfert sont pratiquement parallèles. La valeur du $V_{BE}$ est bien fixée mais la valeur de $I_B$ en fonction de $I_F$ varie d'un photocoupleur à un autre ce qui oblige à régler la résistance R. Il est donc préférable de recourir à un système ne nécessitant aucun réglage.

## 6.2. Emploi de la caractéristique de diode

En dessous d'une certaine valeur $V_F$, il n'y a pas apparition de courant dans la diode. On peut mettre à profit ce fait physique dépendant de la largeur de la bande interdite du GaAs. Certains photocoupleurs garantissent ainsi un courant de sortie inférieur à 10 μA pour une tension d'entrée inférieure ou égale à 0,9 volts.

Soit le cas (fig. 24) d'une ligne ayant un courant parasite permanent de 3 mA et un courant utile de 10 mA. Afin de ne pas dépasser 0,9 V la valeur de la résistance à mettre en parallèle sur la diode sera égale à :

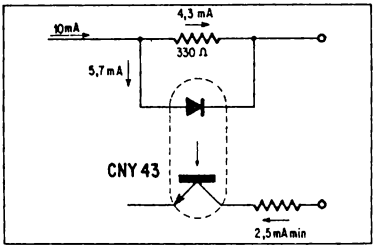



**Fig. 24. — Circuit récepteur de ligne présentant un courant parasite permanent.**

R = 0,9 V/3 mA = 330 Ω, valeur normalisée. Pour des valeurs $I_F$ situées entre 5 et 10 mA, la tension $V_F$ ayant une valeur d'environ 1,3 volts, on aura :

$$I_R = 1{,}3/330 = 4{,}3 \text{ mA},$$

d'où $I_F$ = 10 — 5,7 mA pour 10 mA de ligne. Cette valeur de courant permet d'obtenir 2,5 mA en sortie avec un photocoupleur CNY 43.

## 6.3. Détection d'une porteuse continue

Cette détection est nécessaire dans certains cas spéciaux, en téléphonie par exemple. Le montage de la figure 25 protège le système contre les tensions inverses et stabilise relativement le courant dans la diode; $I_F$ varie

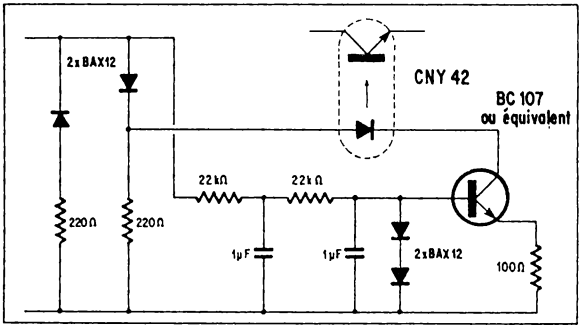



**Fig. 25. — Montage de protection contre les tensions inverses dans un circuit de courant continu superposé à un courant alternatif.**

en effet de 2,75 à 4,7 mA pour un courant de ligne variant de 10 à 60 mA. Un courant alternatif de ligne atteignant 150 mA efficaces n'a pas d'effet sur les photocoupleurs.

## 7. PHOTOCOUPLEURS FONCTIONNANT A FAIBLE COURANT

Un faible courant accroît la durée de vie du photocoupleur. Cependant, il peut alors être nécessaire d'amplifier la sortie à l'aide d'un transistor supplémentaire (fig. 26); une diode électroluminescente pourra servir à visualiser le niveau *bas* (fig. 27).

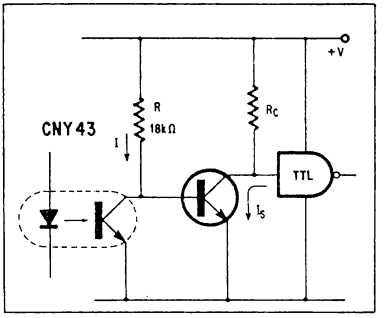



**Fig. 26. — Le photocoupleur a besoin d'étage intermédiaire pour commander le circuit logique dans le cas d'une alimentation à courants faibles.**

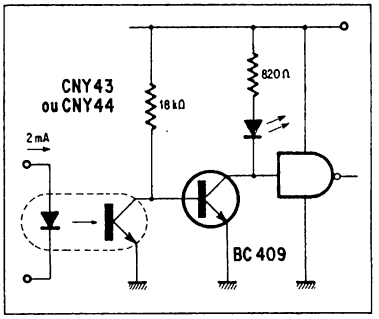



**Fig. 27. — Une diode électroluminescente CQY46 ou CQY47 permet de visualiser le niveau bas en entrée de porte.**

## 8. MONTAGES EN RELAIS DE PUISSANCE

Pour accroître la puissance de sortie du photocoupleur, on utilise des transistors ou un Darlington. Le circuit de la figure 28 permet au secondaire de couper 0,3 A sous 24 V, la charge pouvant être inductive, avec un courant d'entrée supérieur ou égal à 2 mA; on est en présence d'un véritable relais

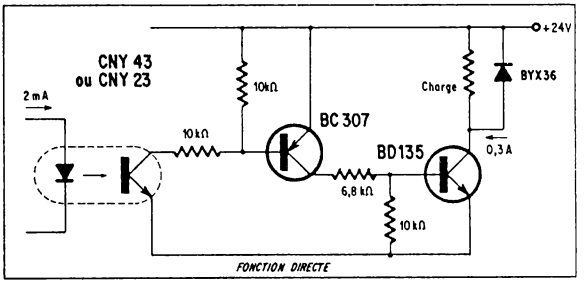



**Fig. 28. — Circuit à photocoupleur équivalent à un relais à un contact travail.**

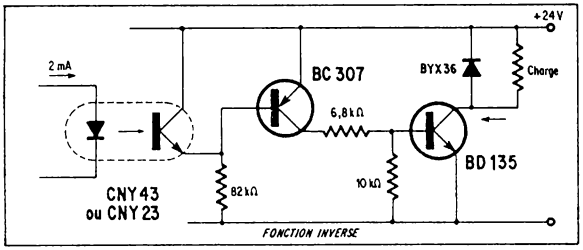



Fig. 29. — Montage équivalent à un relais à contact repos.

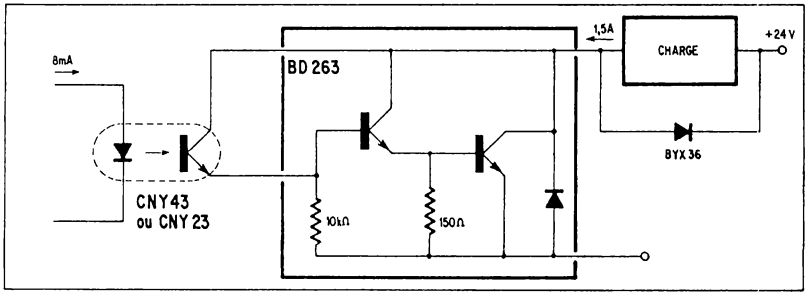



Fig. 30. — Montage à photocoupleur et transistor Darlington intégré permettant de couper 1,5 A sous 48 V continus.

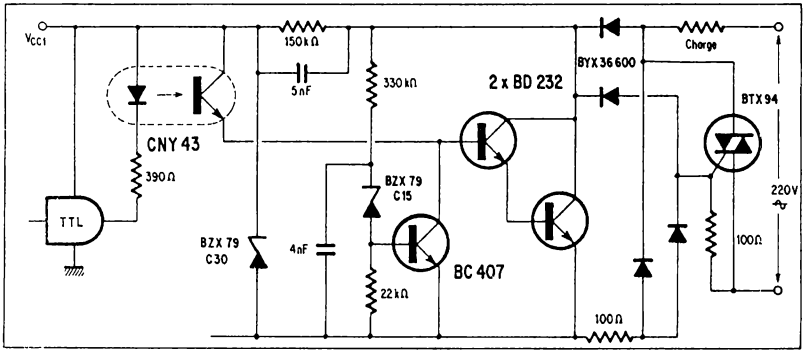



Fig. 31. — Schéma d'un relais statique de puissance à photocoupleur.

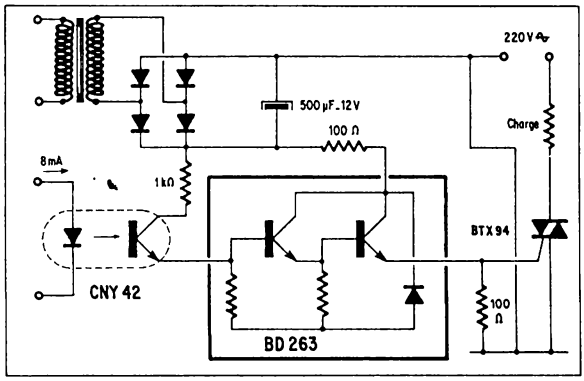



**Fig. 32. — Schéma de relais statique faisant appel à un transformateur pour éviter l'emploi d'un transistor Darlington à haut VCEO.**

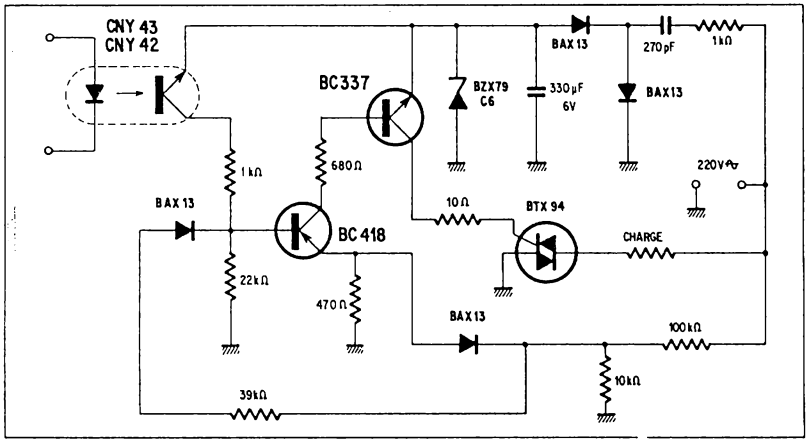



**Fig. 33. — Relais statique de puissance à photocoupleur et triac nécessitant trois bornes de sortie.**

à un *contact travail*. La figure 29 représente la fonction inverse; on est en présence d'un relais à un *contact repos*. Ces deux systèmes ne peuvent être évidemment utilisés que pour commander un courant continu.

De tels montages comportent trois bornes de sortie; pour en revenir aux deux, typiques des relais électromécaniques, on recourt à un Darlington (fig. 30), un BD 263 ici, attaqué par un CNY 43 dont la diode électroluminescente reçoit 8 mA; ce montage coupe 1,5 A sous 48 V.

La figure 31 représente le schéma d'un système permettant de couper 10 A sous 220 V efficaces. La commande du triac se fait juste après le passage au zéro de la sinusoïde afin de limiter la création de parasites. Pour éviter l'emploi d'un montage Darlington à haut $V_{CEO}$, on peut évidemment faire appel à un transformateur comme le montre la figure 32. La commande du courant dans la diode du photocoupleur permet un fonctionnement du triac par alternances complètes. Enfin, le schéma de la figure 33 ne fait pas appel à un Darlington à haut $V_{CEO}$ ni à un transformateur; par contre il nécessite trois bornes en sortie.

## 9. PHOTOCOUPLEURS POUR FRÉQUENCES ÉLEVÉES EN LOGIQUE

Le phototransistor limite l'emploi des photocoupleurs : en fréquence il n'est guère possible de dépasser 100 kHz. Une réaction positive sur la base permet bien de diminuer les temps de montée *tr* du système mais le traînage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée reste important. Aussi, dans bien des applications, cette façon de faire ne donne pas satisfaction.

Le phototransistor peut être considéré comme une photodiode associée à un transistor à gain élevé. Afin de passer des fréquences élevées, il faut utiliser la diode collecteur-base comme élément sensible et le transistor comme adapteur avec charge dans l'émetteur comme le montre la figure 34. La résistance de charge R de la diode collecteur-base est évidemment égale à $R_1$ en parallèle sur $R_2$ et le signal $I_{CB} \times R$ est restitué en sortie d'émetteur à la tension $V_{BE}$ près.

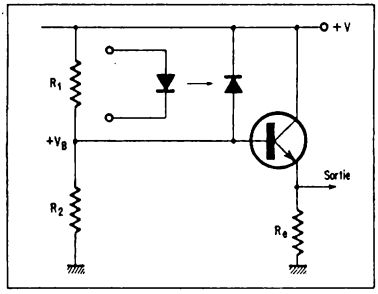



**Fig. 34. — Schéma d'utilisation de photocoupleur à des fréquences élevées en logique; la base est, ici, polarisée.**

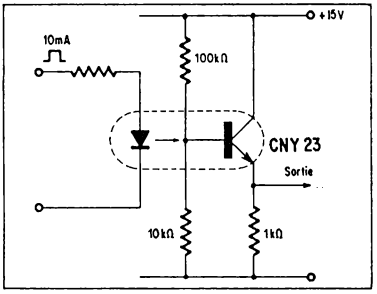



**Fig. 35. — Schéma de principe d'un circuit à photocoupleur à base connectée et polarisée.**

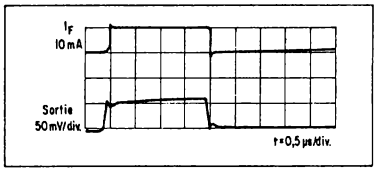



**Fig. 36. — Oscillogramme correspondant à un photocoupleur ayant un transfert de courant de 50 % dans le cas de la figure précédente.**

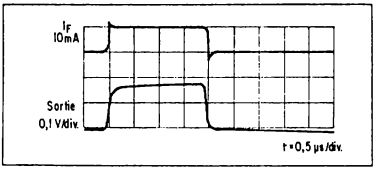



**Fig. 37. — Oscillogramme correspondant au montage de la figure précédente; le transfert de courant dans le photocoupleur est de 100 %.**

Le pont $R_1R_2$ est évidemment recommandé pour s'affranchir du seuil créé par la tension $V_{BE}$ supérieure ou égale à 0,6 V nécessaire au fonctionnement du transistor. Il serait possible d'obtenir le même effet en utilisant, au lieu de $R_1$, un courant d'appoint dans la diode.

Avec le montage de la figure 35, on obtient les oscillogrammes des figures 36 et 37 correspondant à un CNY 23 ayant un transfert de 50 % (valeur minimale) et de 100 %. On voit que des signaux logiques de 0,50 µs de large peuvent être transmis dans le plus mauvais des cas. Pour un courant dans la diode de 10 mA, la variation de la tension de sortie aux bornes de la 1 kΩ est comprise entre 50 et 100 mV.

## 10. TRANSMISSIONS ANALOGIQUES

Comme le montre la figure 38, il est possible d'utiliser les photocoupleurs pour retransmettre un signal analogique. Pour des excursions faibles du courant $I_F$ (par exemple 10 mA ± 1 mA), une distorsion inférieure à 1 % peut être obtenue. Cependant, pour des excursions plus importantes

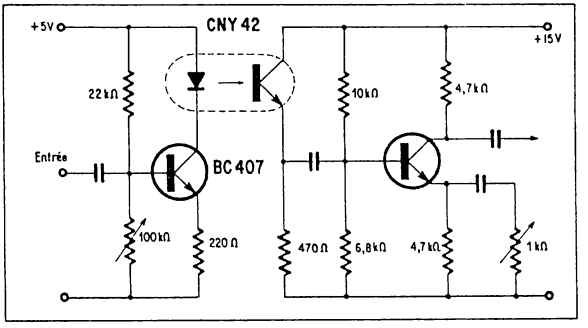



**Fig. 38. — Schéma de circuit à photocoupleur permettant la transmission de signaux analogiques.**

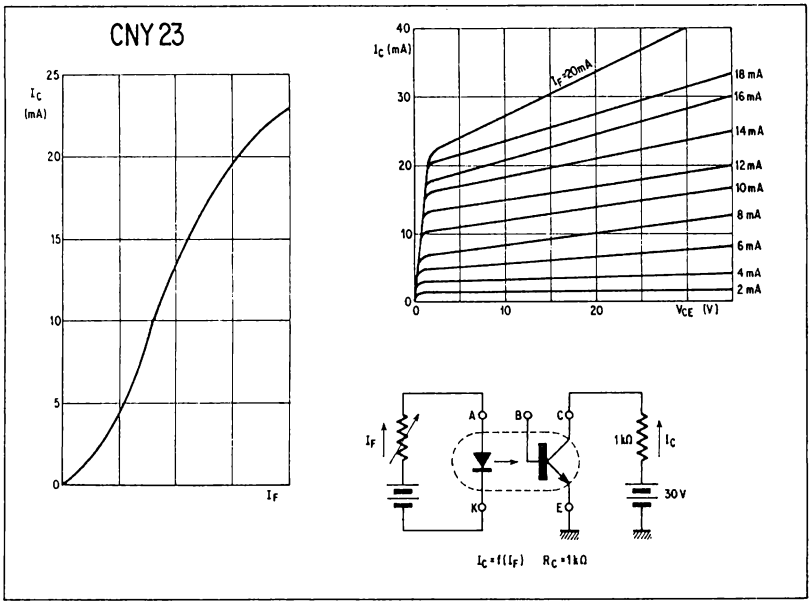



**Fig. 39. — Courbe représentative des excursions de courant Ic obtenue avec une résistance de charge de 1 kΩ et une tension Vcc de 30 V.**

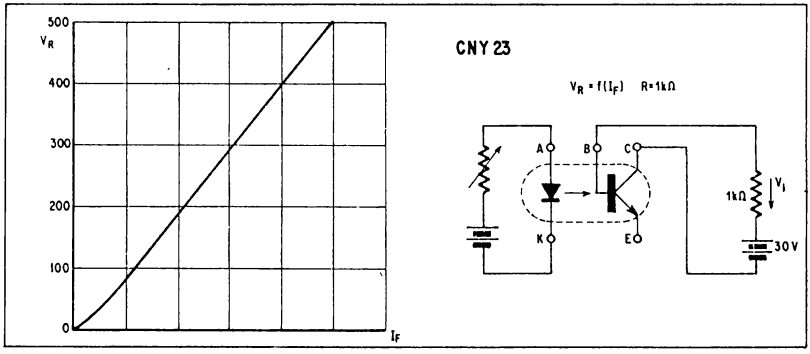



**Fig. 40. — Courbe représentative IB = f (IF) des excursions de courant Ic obtenue dans les mêmes conditions que pour la figure précédente.**

du courant $I_F$, la courbe $I_C = f(I_F)$ de la figure 39 tracée avec une résistance de charge de 1 kΩ et une tension $V_{CC}$ égale à 30 V, montre que cette caractéristique afférant à un CNY 23 est bien moins linéaire que la courbe $I_B = f(I_F)$, tracée dans les mêmes conditions, de la figure 40. Il faudra donc, là encore, utiliser la photodiode collecteur-base plutôt que le phototransistor.

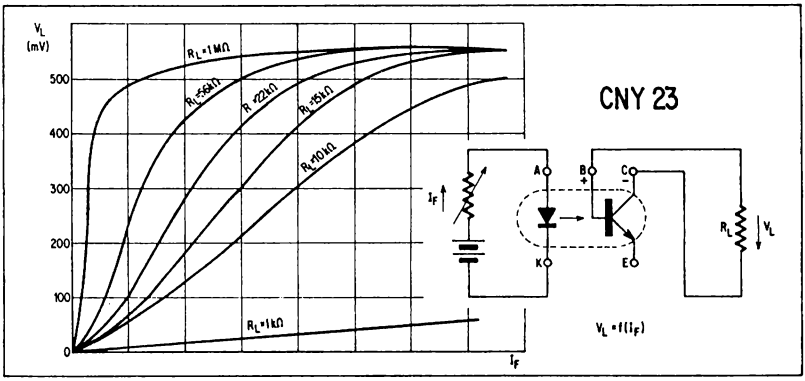



**Fig. 41. — Courbes représentatives de la tension de sortie du photocoupleur CNY23 utilisé pour la transmission de signaux analogiques en fonction du courant de la diode émissive.**

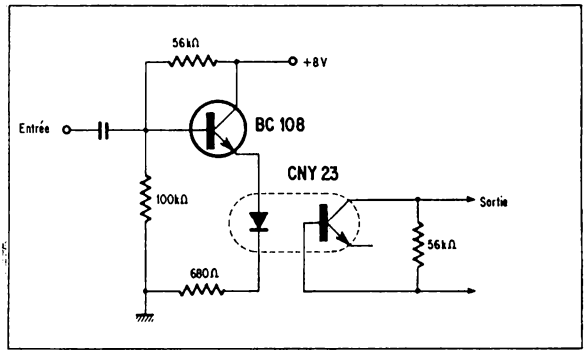



**Fig. 42. — Schéma de principe d'un circuit à photocoupleur utilisé pour la transmission des signaux analogiques; pour une tension de modulation de 1 V on obtient une tension de sortie de 0,1 V efficace.**

Notons qu'il n'y a pas de relation entre le transfert $I_C/I_F$ et le transfert $I_B/I_F$. Ainsi, deux photocoupleurs possédant le même transfert en employant le transistor peuvent avoir un transfert $I_B/I_F$ variant par exemple de 0,13 % à 0,06 %.

Signalons enfin qu'il est possible d'utiliser la diode réceptrice en photopile et qu'il n'est plus nécessaire alors de faire appel à une source auxiliaire pour polariser le secondaire du photocoupleur. Les courbes de la figure 41 montrent la tension de sortie en fonction du courant dans la diode pour différentes résistances chargeant la photopile.

Avec le dispositif de la figure 42, en polarisant la diode grâce au potentiomètre de 50 kΩ à une valeur d'$I_F$ égale à 5,5 mA, on obtient une tension de sortie de 0,1 V efficace pour une tension de modulation de 1 V. L'amplitude et la phase de sortie sont données sur les figures 43 et 44 à une fréquence de 50 kHz.

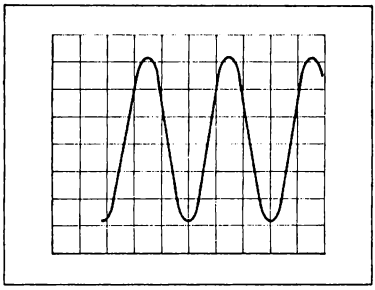


Fig. 43. — Oscillogramme représentant l'amplitude du signal de sortie du montage de la figure 41.

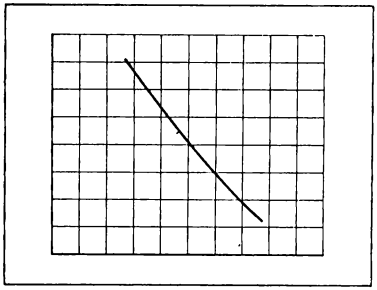


Fig. 44. — Oscillogramme représentant la phase du signal de sortie du montage de la figure 41.

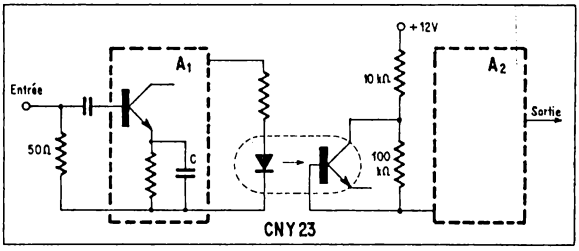



Fig. 45. — Schéma de circuit à photocoupleur utilisé en analogique à des fréquences élevées.

Pour les fréquences élevées et comme le montre la figure 45, un amplificateur $A_1$ commande la diode du photocoupleur (*i* moyen = 20 mA, profondeur de modulation $\pm 5$ mA), un amplificateur $A_2$ reçoit le signal provenant de la photodiode collecteur-base, l'émetteur n'étant pas utilisé. La bande passante des deux amplificateurs B ($A_1 + A_2$) à $-3$ dB, le photocoupleur ayant été remplacé par un couplage capacitif, est supérieure à 30 MHz pour C = 0. Avec le photocoupleur, elle est égale à :

- 4,5 MHz pour C = 0,
- 6 MHz pour C = 180 pF,
- 15 MHz pour C = 330 pF.

Sans photocoupleur, la linéarité est meilleure que 0,5 %, le déphasage inférieur à 0,3 degré pour C = 180 pF. Avec le photocoupleur, on trouve pour C = 180 pF une linéarité meilleure que 4 % et un déphasage inférieur à 0,9 degré, jusqu'à 6 MHz. D'autre part et avec le photocoupleur, le rapport signal/bruit est égal à 58 dB. Cette valeur reste pratiquement constante entre 0,1 et 5 MHz.

## 11. LE PHOTOCOUPLEUR-CIRCUIT INTÉGRÉ

Afin de procurer aux photocoupleurs les meilleures performances, on leur associe des circuits d'environnement parfois complexes qui peuvent être intégrés avec lui. A titre d'exemple, la figure 16 montre le schéma électrique du IL-100 de *Litronix*, opto-isolateur très rapide (son temps de

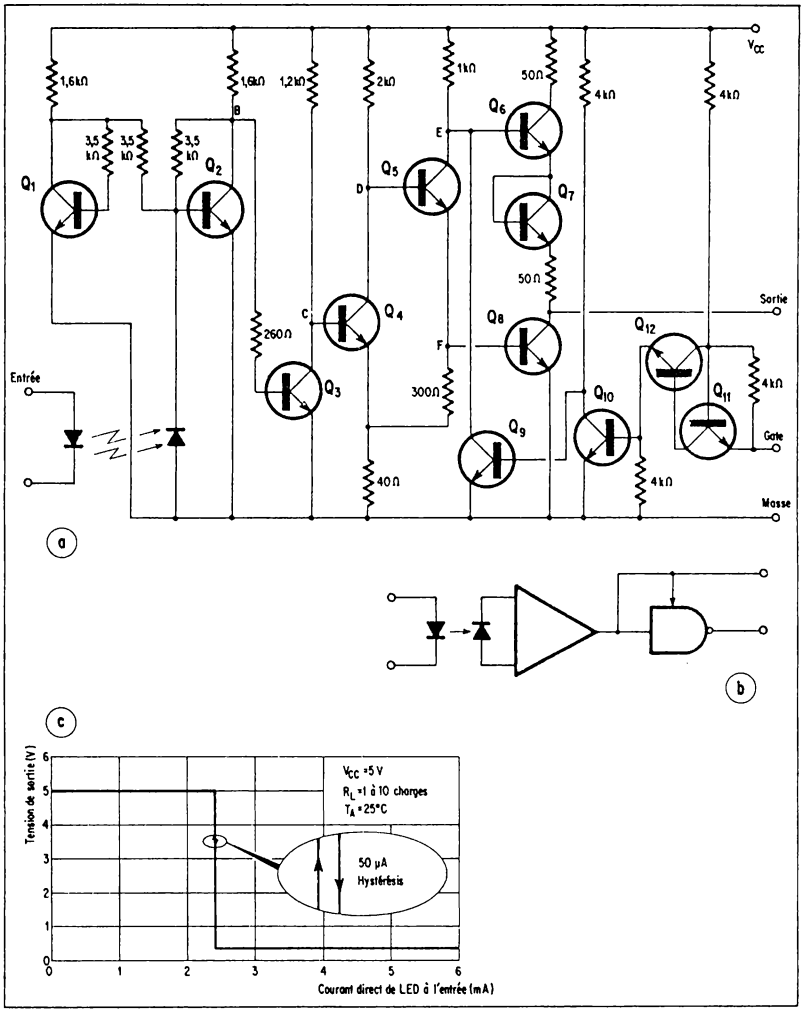


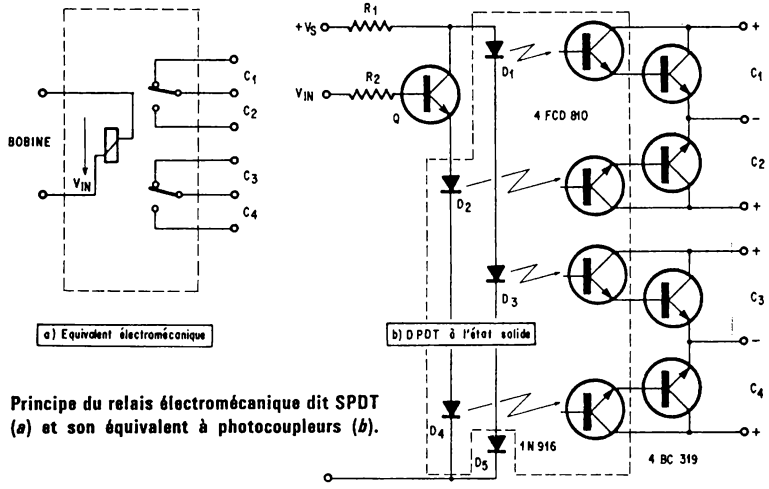

**Fig. 46. — Aspect d'un photocoupleur complexe, le IL-100 de Litronix; schéma électrique (*a*), de principe (*b*) et fonction de transfert (*c*).**

propagation typique est de 65 ns seulement), doté de sorties trois états et équipé d'un trigger de Schmitt qui exclut tout risque d'oscillation. Il comporte son propre amplificateur opérationnel. On jugera ainsi de la complexité que peuvent atteindre certains composants opto-électroniques.

# APPLICATIONS DES PHOTOCOUPLEURS

# OPTO-RELAIS DPDT

Le relais opto-électronique à deux circuits secondaires et deux pôles (ou DPDT, de « double pole, double through ») dont l'équivalent mécanique est donné en *a* dans la figure, est réalisé avec un quadruple optocoupleur attaqué par un unique transistor déphaseur (en *b*).




**Principe du relais électromécanique dit SPDT (*a*) et son équivalent à photocoupleurs (*b*).**

Les coupleurs sont ici des FCD 810 de *Fairchild*, et ils sont suivis de transistors BC 319. Si la chute de tension aux bornes des LED est de $V_{F1} = V_{F2} = V_{F3} = V_{F4} = 1{,}2$ V et si la tension aux bornes de la diode classique PN est de $V_{F5} = 0{,}7$ V, on calcule la valeur des résistances, en supposant que le courant $I_F$ direct soit de 5 mA, à l'aide de :

$$R_1 = \frac{V_S - V_{F1} - V_{F3} - V_{F5}}{I_F}$$

$$= 200\ (V_S - 3{,}1\ V), \text{ en ohms}$$

$$R_2 = \frac{(V_{IN} - V_{BE} - V_{FE} - V_{F4})\ (h_{FE}\ \text{min.})}{I_F}$$

$$= 200\ (VI_N - 3{,}1\ V)\ (h_{FE}\ \text{min.}), \text{ en ohms.}$$

Quand la tension de commande $V_{IN}$ = zéro volt, le transistor Q (de gain $h_{FE}$) est bloqué et par conséquent $D_1$ et $D_3$ s'illuminent. Lorsque $V_{IN} = 1$, le transistor conduit et $D_2$ et $D_4$ s'allument alors que les deux autres LED s'éteignent. Donc, les sorties seront $C_1$ et $C_3$ ou $C_2$ et $C_4$. La tension d'isolement entrée-sortie est ici de 1 500 V min. ; les BC 319 débitent 100 mA max.

# RELAIS 10 A SOUS 24 V

Les opto-coupleurs se prêtent admirablement à la réalisation de relais à l'état solide. Les schémas d'applications sont innombrables; en voici deux, commandant 10 A sous 24 V à partir d'une tension d'entrée de 5 V.

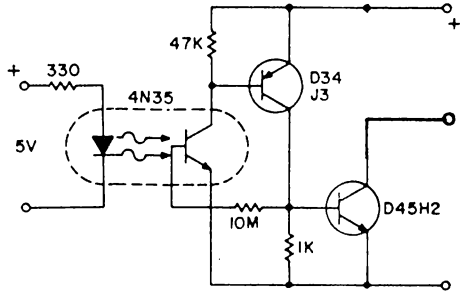



**Fig. 1. — Relais à « contact » normalement ouvert, capable de fournir 10 A. En l'absence de courant d'entrée, le transistor de sortie est bloqué.**

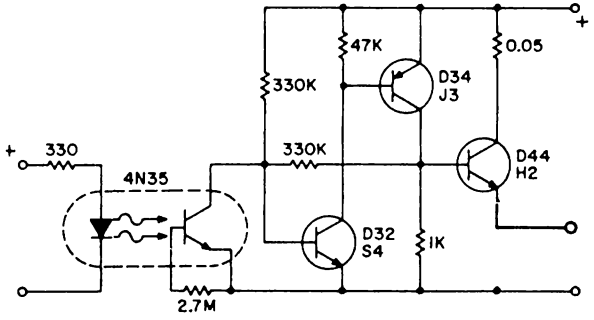



**Fig. 2. — Le même, mais à transistor de sortie conducteur en l'absence de signal d'entrée.**

Dans la figure 1, le relais fonctionne à contact normalement ouvert, et normalement fermé en 2. Le coupleur est un 4 N 35 de *General Electric*; son photocourant est amplifié et/ou inversé par des transistors avant d'attaquer le transistor commutateur de puissance, D 44 ou D 45 H 2.

# PHOTOCOUPLEUR CHARGÉ PAR UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Le temps de commutation des photocoupleurs s'accroît avec la valeur de leur impédance de charge. La figure 1 montre comment il varie pour le photocoupleur TIL 111 de *Texas*, respectivement pour les temps de retard au déclenchement $t_d$ et de montée $t_r$, mesurés selon le schéma donné.

Par conséquent, si l'on veut obtenir de faibles temps de commutation, on est amené à réduire la charge, ce qui se fait au détriment du gain. Un amplificateur opérationnel servira à restituer celui-ci (fig. 2).

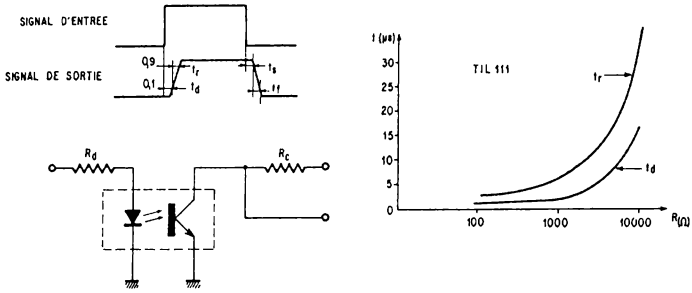



**Fig. 1. — Temps de commutation du photocoupleur TIL111 en fonction de la charge : courbes typiques et montage d'essai.**

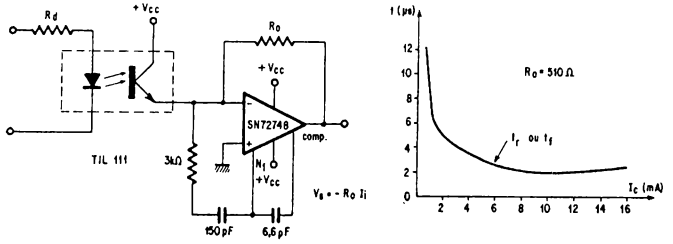



**Fig. 2. — En chargeant le TIL111 avec un amplificateur opérationnel comme le montre ce schéma, on réduit la charge et l'on améliore les temps.**

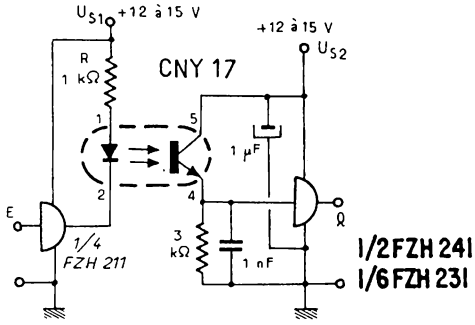
Ici, la tension de sortie est donnée par $V_S = -R_O I_i$ où $R_O$ est la résistance de contre-réaction et $I_i$ le courant d'émetteur du phototransistor. Sa charge est constituée par l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel, soit $R_O$ divisée par le gain A, donc $Z_e = R_o/A$.

L'amplificateur opérationnel doit être compensé en fréquence afin de ne pas pénaliser la réponse en fréquence; tel est le rôle des réseaux à condensateur. Avec une résistance $R_o$ = 510 Ω et un amplificateur opérationnel SN 72748 (mais tout autre type conviendrait), on trouve les temps de commutation indiqués par la courbe de la figure 3; on constate l'existence d'un seuil vers les 2 µs, correspondant à un courant collecteur d'environ 10 mA.

# TRANSMISSION DE SIGNAUX BINAIRES

Les coupleurs optiques présentent une série d'avantages par rapport aux autres procédés de couplage : ils donnent des signaux libres de tout rebondissement, ils ont une longue durée de vie, ils n'exigent aucun entretien, ils procurent un isolement galvanique jusqu'à 2 500 V et sont insensibles à des couplages parasites. De plus, ils sont de petites dimensions.

L'utilisation du photocoupleur CNY 17 de *RTC*, telle qu'elle est représentée, fait appel à un nombre minimal de composants extérieurs. La commande s'effectue par une porte NAND à collecteur libre du type FZH 211. La résistance R = 1 kΩ détermine le courant dans la diode $I_F$ = 10 mA pour $U_s$ = 12 V et $I_F$ = 13 mA pour $U_s$ = 15 V. Le courant de collecteur du transistor récepteur $I_c$ est de 4 à 5 mA suivant la tension d'alimentation. Cela signifie que des coupleurs ayant un rendement de 40 % (correspondant au groupe I) peuvent encore être utilisés en toute sécurité.



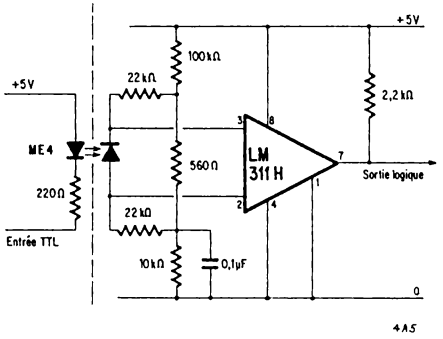

**Transmission de signaux binaires par photocoupleur.**

Le condensateur de 1 µF procure une atténuation des parasites. Son utilisation est indispensable lorsque la diode n'est pas commandée par un circuit logique lent à grande immunité au bruit, mais par un contact mécanique. Seul un choix précis de cette capacité pourra supprimer les effets du rebondissement du contact.

Le trigger de Schmitt FZH 241 assure aux flancs de commutation une pente suffisante pour l'utilisation d'entrées dynamiques (par exemple dans les entrées de synchronisation de flip-flops ou de circuits de comptage). Le condensateur de 1 µF atténue les sauts de tension d'alimentation qui apparaissent sur la ligne d'alimentation lors de la commutation du trigger de Schmitt. Cette mesure ne s'impose que lorsque l'alimentation n'est pas stabilisée. Lorsque la pente des flancs de commutation n'est pas critique, on peut remplacer le FZH 241 par un inverseur FZH 201 et supprimer le condensateur de 1 µF.

# OPTO-ISOLATEUR NUMÉRIQUE

Au lieu d'un optocoupleur, on a utilisé ici une diode photosensible IPL 33 de *Integrated Photomatrix* (qui a étudié ce schéma) et une LED type ME 4 de *Monsanto*.




**Dans ce montage, l'équivalent du photocoupleur est proposé en deux éléments distincts, une LED et une photodiode qui attaque un comparateur, lequel fournit une information binaire.**

Au niveau zéro d'entrée (entrée TTL), un courant traverse la LED qui émet, active la photodiode, et en conséquence, le comparateur bascule, fournissant également un zéro en sortie.

Des données numériques sont transmises jusqu'à environ 250 K bauds (ou kilobits par seconde).

# COMMENT ANNULER L'EFFET DU COUPLAGE CAPACITIF DES OPTO-COUPLEURS

Entre la diode émissive et le photorécepteur des photocoupleurs existe une capacité parasite. Il s'y ajoute d'ailleurs d'autres capacités, rapportées au boîtier ou à l'environnement. Celles-ci se manifestent aussi bien lorsque les fronts du signal sont raides qu'aux fréquences élevées, créant des impulsions indésirables. En ordre de grandeur, les diverses capacités se mesurent en dizièmes de picofarads.

Pour limiter leur effet, on introduit des découplages ou mieux, on réalise un montage symétrique avec un photocoupleur de fausse symétrie, comme le montre la figure 1 (due à *Monsanto*). Ce dernier provoque lui aussi la naissance d'une impulsion parasite laquelle, appliquée à l'entrée d'un amplificateur différentiel, viendra annuler la première. Le montage des transistors, du type « cascode », contribue lui aussi à réduire les capacités d'entrée.

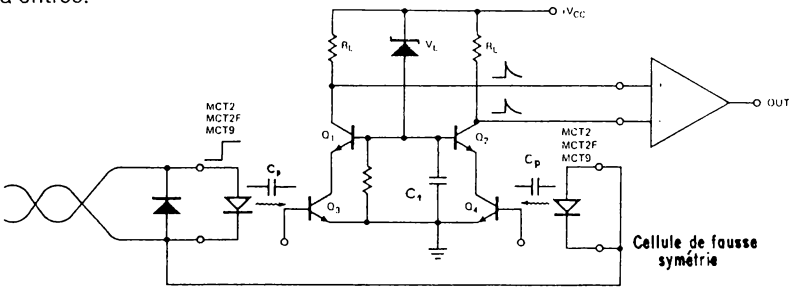



**Fig. 1. — Les photocoupleurs attaquent des amplificateurs cascodes différentiels. L'un des photocoupleurs sert à la symétrie.**

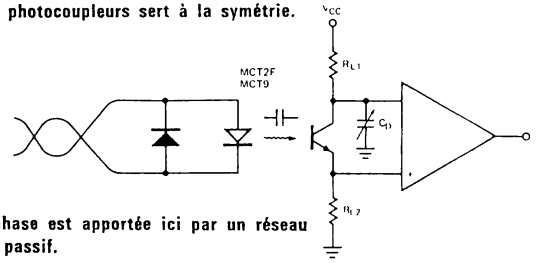



**Fig. 2. — La correction de phase est apportée ici par un réseau passif.**

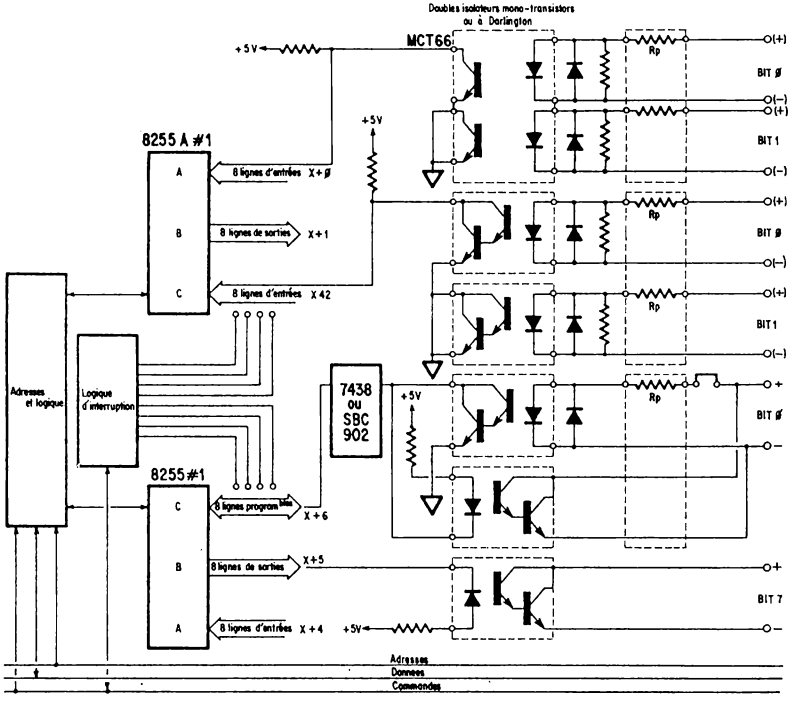
Si toutes les données sont figées, le montage à cellule fictive peut être remplacé par un réseau passif, mais il est certain que c'est là une solution riche.

Une autre méthode, plus simple, consiste à utiliser le phototransistor en déphaseur à 180° pour attaquer l'amplificateur opérationnel (fig. 2). La résistance $RL_1$ et le condensateur ajustable de découplage $C_D$ doivent être établis pour obtenir le meilleur équilibre de phase.

Ce faisant, on parvient à porter à des valeurs négligeables les effets des fronts de montée ou de descente dV/dt des ondes incidentes.

# LA PROTECTION CONTRE LES BRUITS SUR LES LIGNES PAR OPTO-ISOLATEURS

Afin d'isoler galvaniquement les signaux industriels de leur système de traitement, on recourt de plus en plus fréquemment aux opto-isolateurs. Dans la carte SBC 556 proposée par *Intel*, 48 lignes d'entrées-sorties, isolées optiquement, sont prévues.



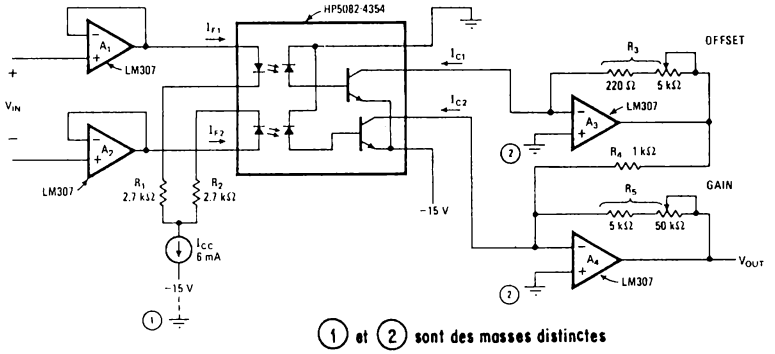

**Spécialement destinée à fonctionner avec des microprocesseurs de la famille 8080, la carte d'interface industrielle SBC556, dont le synoptique est donné ici, a toutes ses entrées sur opto-isolateurs.**

Cette carte s'interface directement avec les cartes micro-ordinateurs SBC 80, à microprocesseur 8080, et peut être considéré comme un « super-composant » par l'utilisateur. Celui-ci dispose de 24 lignes d'entrée, 16 lignes de sorties, et 8 lignes programmables en entrées ou sorties. L'alimentation s'effectue sous +5 V. Les niveaux sont de 48 V max aux entrées, 30 V et 60 mA aux sorties.

Les résistances de terminaison des lignes, tout comme les optocoupleurs (qui peuvent être des paires Darlington) sont laissés au choix de l'utilisateur. Le schéma montre le principe de cette carte, directement connectée aux bus du SBC 80.

# ISOLATEUR DIFFÉRENTIEL

Dans ce montage d'opto-isolateur différentiel, le courant d'entrée de l'un des isolateurs s'accroît d'une quantité égale à celle qui vient en déduction de l'autre. En d'autres termes, la variation de gain de l'un est compensée par la variation de gain de l'autre. Pour que les coupleurs soient rigoureusement semblables, on se sert d'un opto-coupleur double, type HP 5082-4354 de *Hewlett-Packard*.




**Grâce à un opto-coupleur différentiel, l'erreur de linéarité est réduite ici à 30 % sur 10 V de tension d'entrée.**

Des amplificateurs LM 307 sont exploités, tant aux entrées qu'aux sorties. La non-linéarité est de l'ordre de 2,8 % lorsque les coupleurs sont appariés à 12 % près, et passerait à mieux de 1,5 % pour un appariement de 5 %.

Les résistances $R_1$ et $R_2$ fixent la gamme d'entrée et doivent être d'égale valeur; avec 2,7 kΩ, une tension d'entrée variable entre −5 et +5 V provoque une variation du courant de LED de 2 à 4 mA. Les résistances $R_3$ $R_4$ et $R_5$ fixent la fonction de transfert en courant du système et tiennent compte des conditions les plus défavorables, au gain unité ici. La source de courant de 6 mA est à réaliser de façon classique; plusieurs types en ont été présenté dans l'application « Amplificateur de servocommande ».

# MONOSTABLES

Une impulsion d'entrée brève donne naissance, avec ce montage, à une impulsion de sortie dûment calibrée et dont la durée est déterminée par la constante $R_xC_x = t_x$. Le photocoupleur est un FCD 810 de *Fairchild* et le transistor $Q_2$, un BC 318 (fig. 1).

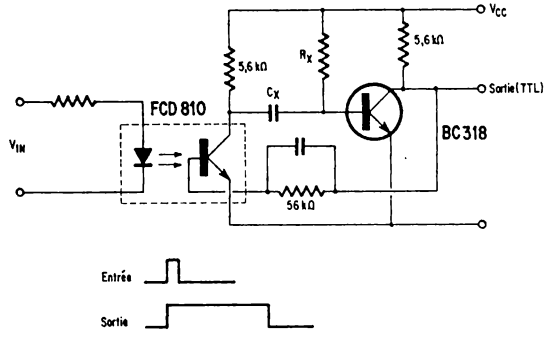



**Fig. 1. — Monostable type à photocoupleur FCD810.**

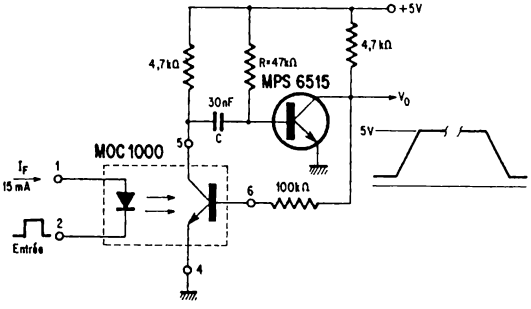



**Fig. 2. — Autre type de monostable, utilisant un photocoupleur MOC1000.**

Un autre schéma, fort semblable, est donné figure 2. Il fait appel à un MOC 1000 de *Motorola*. Une impulsion d'entrée de 3 µs au minimum provoque l'apparition d'une impulsion de sortie dont la durée, rigoureusement calculée cette fois, est égale à 0,7 fois le produit RC, plus la durée de l'impulsion d'entrée $T_{ie}$, plus le temps de reblocage du relais qui est de 6 µs. Par conséquent, l'impulsion de sortie $T_S$ vaut :

$$T_S = 0{,}7\ RC + T_{ie} + 6\ \mu s$$

# COMMANDE DE TRIAC OU DE RELAIS

Parce qu'il peut fournir une puissance supérieure, le photocoupleur à sortie sur Darlington attaque directement un triac ou la bobine d'un relais. Ainsi, les 4 N 29/30/31/32 ou 33 de *Monsanto* seront branchés sur le gate d'un triac, via une résistance de limitation du courant (fig. 1), ou sur un relais électromagnétique (fig. 2) ; une diode de protection est alors montée en parallèle sur la bobine.

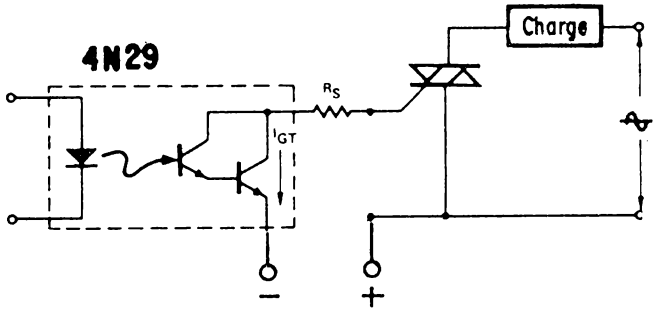



**Fig. 1. — Commande d'un triac par photocoupleur à sortie sur Darlington.**

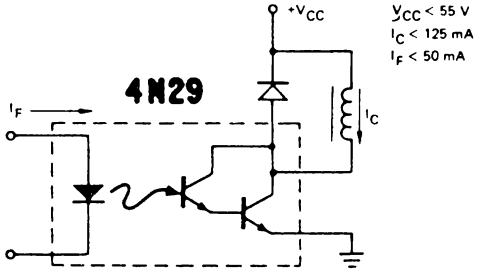
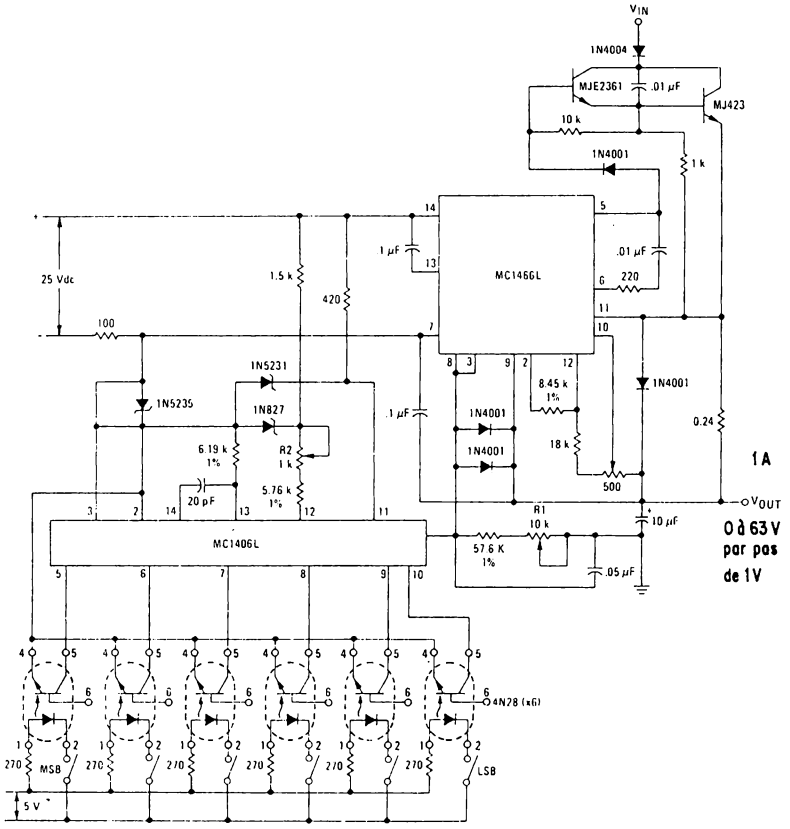



**Fig. 2. — Le même photocoupleur commande ici un relais électromagnétique.**

Le courant maximal de collecteur est de 125 mA pour une tension maximale $V_{CC}$ de 55 V. Le courant de diode $I_F$ doit rester inférieur à 50 mA. Le photocoupleur commute en 0,01 ms.

# PROGRAMMATION NUMÉRIQUE D'UNE ALIMENTATION PAR PAS DE 1 V

Destiné typiquement à une télécommande ou à une commande programmée, ce montage sert à piloter une alimentation qui fournira, à la demande, des tensions fixes en fonction des ordres d'entrée.




(en réalité, ici, un bus de commande)

**Un bus de commande applique des niveaux binaires aux photocoupleurs d'entrées (cette commande est symbolisée par des interrupteurs). L'alimentation est ainsi programmée et fournit de 0 à 63 V par pas de 1 V.**

L'ensemble des circuits, alimentation comprise, est donné dans le schéma. La commande est exécutée via des photocoupleurs type 4 N 28 de *Motorola*, à partir donc d'une source flottante (dont les tensions ne sont pas référencées à celles du montage) ; la tension d'isolement de ces photocoupleurs étant de 500 V, on peut aller jusqu'à cette valeur.

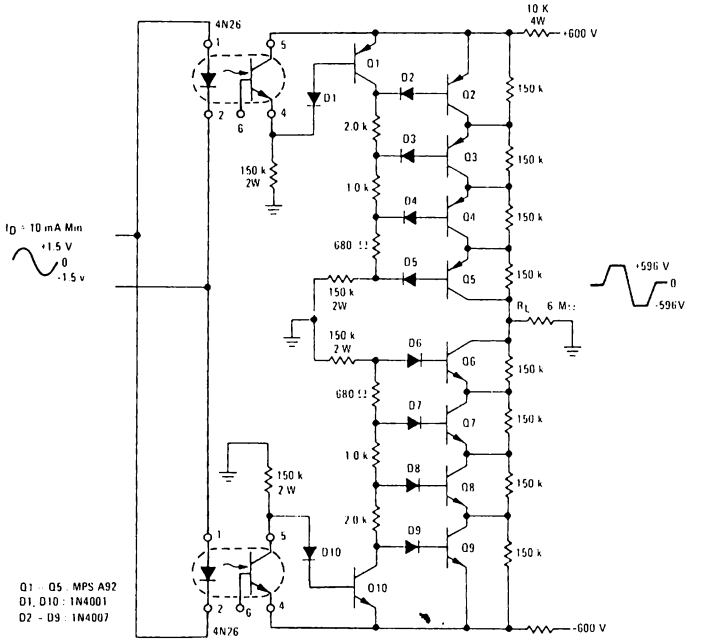
L'ordre d'entrée est appliqué à un convertisseur numérique-analogique, type MC 1406 L qui convertit l'information codée sur 6 bits ici en une tension analogique. Celle-ci attaque le régulateur intégré MC 1466 L qui commande à son tour des transistors ballast.

A l'aide de ce montage, on pilote une alimentation capable de débiter 1 A sous 70 V ; la commande sur 6 bits permet d'obtenir une tension de sortie positionnée par volt entre 0 et 63 V.

# DÉCOUPAGE HAUTE TENSION (2 FOIS 600 V)

Le montage proposé ici sert à commuter une haute tension continue, de deux fois 600 V soit 1 200 V au total, à partir d'une tension de commande de ±1,5 V opto-isolée. Elle proviendra d'un amplificateur opérationnel, d'un oscillateur, etc. Toutes les tensions, entrées et sorties, sont référencées à la masse, de zéro volt.

Lorsque l'entrée est à zéro volt, les deux photocoupleurs 4 N 26 *Motorola* sont bloqués. Le transistor $Q_1$ est polarisé en direct via la diode $D_1$ et la résistance série de 150 kΩ ; il conduit et applique les +600 V à la chaîne de résistances distribuant la tension aux diodes $D_2$ à $D_5$ ; celles-ci se trouvent polarisées en inverse et bloquées ; en effet, le diviseur résistif qui relie le +600 V au −600 V provoque une chute de tension de 150 V aux bornes de chaque résistance de 150 kΩ. Les transistors $Q_2$ à $Q_5$ sont donc égale-




Résistances 1/4 W sauf spécif. contraires

**Grâce à une chaîne de division déclenchée par des photocoupleurs, la haute tension d'entrée est hachée et restituée sous forme de créneaux.**

ment bloqués. La même situation se répète, en symétrique, à $Q_{10}$ qui se sature, bloquant les diodes $D_6$ à $D_9$ et les transistors $Q_6$ à $Q_9$. Il s'ensuit que la tension aux bornes de la résistance de charge $R_L$ est nulle, puisque les alimentations sont égales mais de signe opposé.

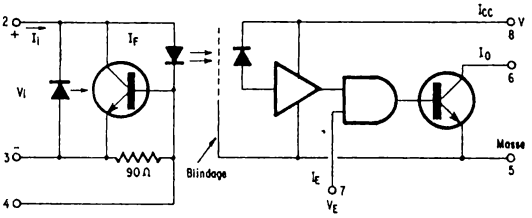
Si la commande d'entrée devient positive, +1,5 V, le coupleur du haut entre en service et bloque $Q_1$. Dès lors, $Q_2$ est débloqué et entre en conduction, sa tension de collecteur montant vers les +600 V. En cours de route, cette tension va polariser en direct $Q_3$ qui se met à conduire à son tour, et ainsi de suite pour $Q_4$ et $Q_5$. A la sortie, aux bornes de $R_L$, on obtient un créneau positif qui s'achève lorsque la tension d'entrée revient à zéro.

Puis, celle-ci devenant négative, le même phénomène se reproduit en mettant en cause, cette fois, le coupleur inférieur, les transistors $Q_6$ à $Q_9$ et la tension de −600 V.

En fait, un très faible courant parcourt en permanence la chaîne de résistances de 150 kΩ ; elles sont shuntées par les transistors quand ceux-ci sont débloqués. Les diodes $D_2$ à $D_9$ protègent leurs jonctions collecteur-base lorsqu'ils sont bloqués et que la tension de sortie est de polarité inverse. Un tel montage donne satisfaction jusqu'à 10 kHz environ.

# OPTOCOUPLEURS 10 MBITS

Divers optocoupleurs ont été conçus pour des applications à grande vitesse, en numérique. Parmi ceux-ci, le HCPL-2602 de *Hewlett-Packard* constitue un circuit intégré complet (fig. 1) capable de travailler jusqu'à 10 mégabits (temps de propagation typique : 45 ns). En fait, ce seront souvent les lignes de transmission qui limiteront la fréquence car elles devront être parfaitement adaptées. Ce HCPL, lui, est doté de ses propres résistances de terminaison.

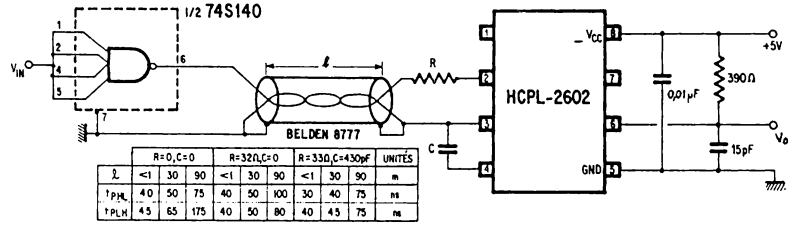



| ($V_I$) Entrée | (E) Autorisation | ($V_O$) Sortie |
|---|---|---|
| H | H | L |
| L | H | H |
| H | L | H |
| L | L | H |

**Fig. 1. — Synoptique du photocoupleur complexe HCPL-2602.**

Ses applications concernent généralement l'isolement galvanique de circuits, l'interfaçage de micro-ordinateurs ou de minis, l'interfaçage de conversion A/D ou D/A, l'instrumentation, le remplacement de transformateurs d'impulsions, etc.

La figure 2 le montre en récepteur de ligne ; pour accroître l'immunité au bruit en mode différentiel, le courant de ligne peut être porté à 60 mA valeur maximale admise (le courant de diode est régulé). Le tableau associé



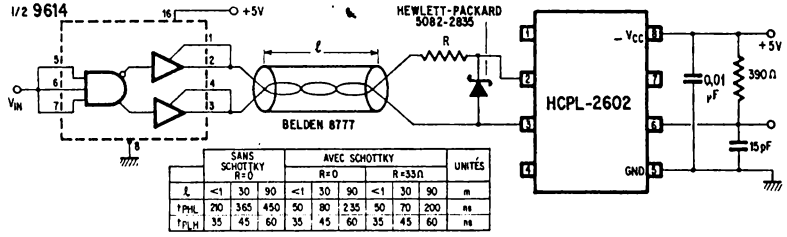

| | R=0, C=0 | | | R=320 Ω, C=0 | | | R=330 Ω, C=430 pF | | | UNITÉS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ℓ | <1 | 30 | 90 | <1 | 30 | 90 | <1 | 30 | 90 | m |
| $t_{PHL}$ | 40 | 50 | 75 | 40 | 50 | 100 | 30 | 40 | 75 | ns |
| $t_{PLH}$ | 45 | 65 | 175 | 40 | 50 | 80 | 40 | 45 | 75 | ns |

**Fig. 2. — Récepteur de ligne asymétrique à HCPL-2602.**

à la figure définit les temps de propagation ($t_P$) du niveau haut (H) au niveau bas (L, de « low »), soit $t_{PHL}$, ou de bas à haut ,soit $t_{PLH}$, pour diverses valeurs de R et C ; mais il ne tient pas compte des retards introduits par le

driver ou par la ligne (tout comme pour les schémas suivants). La polarité de la tension de commande ne peut s'inverser ; la ligne est du type torsadée ou coaxiale.

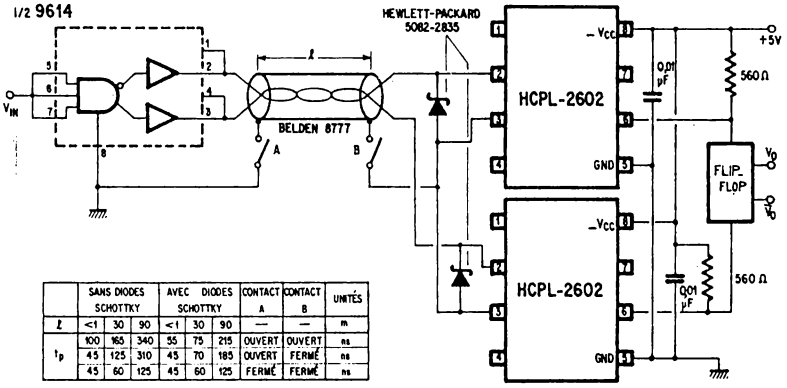
Dans le montage de la figure 3, le blindage de la ligne est flottant et en conséquence, la polarité du signal peut s'inverser. Cela est dû à la




| | SANS SCHOTTKY R=0 | | | AVEC SCHOTTKY R=0 | | | AVEC SCHOTTKY R=33Ω | | | UNITÉS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ℓ | <1 | 30 | 90 | <1 | 30 | 90 | <1 | 30 | 90 | m |
| $t_{PHL}$ | 290 | 365 | 450 | 50 | 80 | 235 | 50 | 70 | 200 | ns |
| $t_{PLH}$ | 35 | 45 | 60 | 35 | 45 | 60 | 35 | 45 | 60 | ns |

**Fig. 3. — Montage du photocoupleur en récepteur de ligne. Symétrique. Aucun des fils de la ligne torsadée n'étant référencé à la masse, le signal peut devenir négatif.**

diode d'isolement substrat à collecteur du circuit intégré qui se charge et se décharge. La fréquence de travail risquant de diminuer, on introduit une diode Schottky supplémentaire à l'entrée du photocoupleur.




| | SANS DIODES SCHOTTKY | | | AVEC DIODES SCHOTTKY | | | CONTACT A | CONTACT B | UNITÉS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ℓ | <1 | 30 | 90 | <1 | 30 | 90 | — | — | m |
| $t_p$ | 100 | 165 | 340 | 55 | 75 | 215 | OUVERT | OUVERT | ns |
| | 45 | 125 | 310 | 45 | 70 | 185 | OUVERT | FERMÉ | ns |
| | 45 | 60 | 125 | 45 | 60 | 125 | FERMÉ | FERMÉ | ns |

**Fig. 4. — Grâce à ce montage utilisant deux photocoupleurs, et un flip-flop en sortie, on peut obtenir une amélioration substantielle sur le montage précédent.**

Une meilleure réjection des bruits est obtenue en séparant les phases (fig. 4) ; on s'en convaincra en supposant les contacts A et B ouverts : les entrées des isolateurs sont connectés en anti-série et forment une impédance supérieure, qui réduit le courant inverse de la diode collecteur-substrat donc accroît la vitesse. Si l'on ferme B en laissant A ouvert, on améliore la réjection de mode commun ; A et B étant fermés, le blindage offre un chemin de retour au courant, ce qui interdit toute polarisation inverse. A la sortie, un flip-flop équilibrera parfaitement ce montage en accroissant encore l'immunité.

# PROTECTION DES PHOTOCOUPLEURS CONTRE LES SURTENSIONS

Un excès de tension appliquée entre circuits d'entrée et sortie du photocoupleur peut provoquer le claquage du diélectrique. Généralement, les photocoupleurs résistent à plusieurs milliers de volts ; parfois, une précaution supplémentaire sera cependant souhaitable.

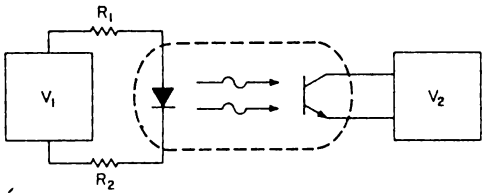



**Fig. 1. — Principe d'une limitation résistive du courant à l'entrée.**

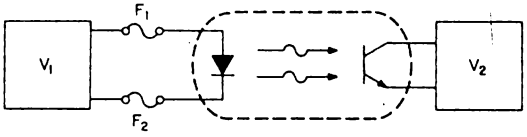



**Fig. 2. — Si le courant excède la valeur fixée, les fusibles sautent.**

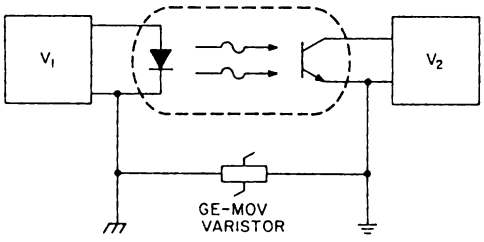



**Fig. 3. — Une surtension accidentelle met en service la varistance, du type GE-MOV.**

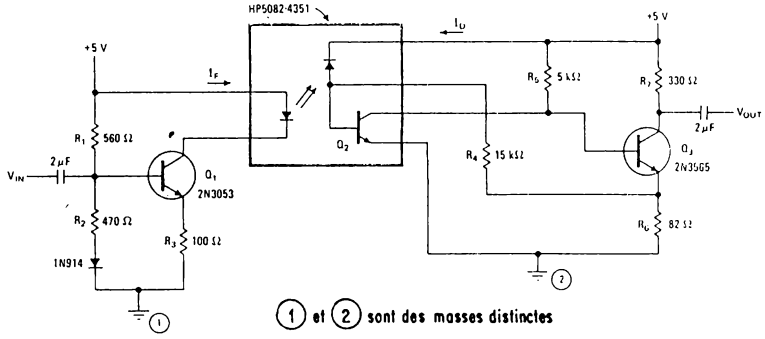
Les figures suivantes illustrent quelques façons de procéder. En 1, deux résistances $R_1$ et $R_2$ vues en parallèle par la LED limitent le courant en cas d'incident (court-circuit par surtension). En 2, ce sont des fusibles qui interviennent alors. En 3, une varistance du type GE-MOV de *General Electric* dont la valeur dépend de la tension, égalisera les tensions des masses à partir d'un certain seuil dangereux, excluant ainsi tout claquage accidentel.

# OPTO-COUPLAGE ANALOGIQUE

Un montage simple de coupleur analogique, élaboré autour d'un HP 5082-4351 de *Hewlett-Packard*, est donné dans la figure. Sa fonction de transfert est :

$$V_{out}/V_{in} = (1/R_3)\ (R_4R_7/R_6)\ (dI_D/dI_F)$$

où $I_D$ est le courant de photodiode (réceptrice) et $I_F$ celui de la LED. Tant que le contenu de la dernière parenthèse est linéaire, la fonction de transfert reste linéaire.



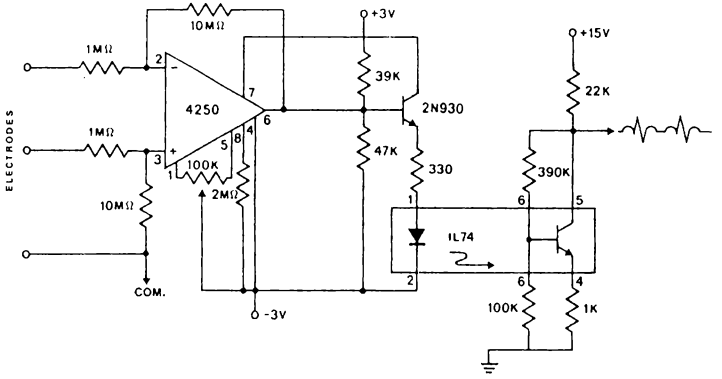

**Opto-couplage analogique pour tensions alternatives. Le coupleur est polarisé dans sa zone linéaire. L'erreur de linéarité totale du montage est inférieure à 2 % pour une gamme de tensions d'entrées de 1 V crête à crête.**

Le transistor $Q_1$, avec les résistances $R_1$, $R_2$ et $R_3$, fournit le courant de polarisation de la LED, soit 20 mA au repos ; $R_3$ fixe également la gamme d'entrée, qui varie de 15 à 25 mA pour une tension d'entrée de 1 V crête à crête. Les résistances $R_4$ et $R_6$ sont montées en contre-réaction pour $Q_2$ et $Q_3$. Le gain est fixé par $R_4$ en boucle fermée ; $R_6$ détermine le produit gain-bande maximal de $Q_3$. La résistance $R_5$ alimente $Q_3$ en continu et $R_7$ limite l'excursion maximale de la tension de sortie.

L'erreur de linéarité est de 2 % ; elle peut être améliorée mais au détriment du rapport signal/bruit, en accroissant $R_3$ et en ajoutant une résistance entre le collecteur de $Q_1$ et la masse.

# PRÉAMPLIFICATEUR D'ÉLECTROCARDIOGRAPHE

Toutes les applications médicales exigent impérativement que le patient soit séparé galvaniquement des appareils qui le sondent, pour des raisons de sécurité.




**Grâce à l'opto-coupleur, le malade est galvaniquement isolé de l'équipement électronique de mesure.**

Le préamplificateur d'électrocardiographe de la figure répond à cette condition. L'entrée des électrodes se fait sur un amplificateur opérationnel qui attaque un coupleur IL 74 de *Litronix*. A la sortie, l'électrocardiogramme pourra être appliqué à un enregistreur.

# OPTO-COUPLAGE NUMÉRIQUE POUR SIGNAUX ANALOGIQUES

Le couplage optique de signaux analogiques introduit des erreurs de linéarité de l'ordre du pourcent, généralement entre 0,5 et 2 %. Pour obtenir une meilleure linéarité du transfert, on peut passer par une transmission numérique. Dans ce cas, la tension analogique d'entrée est convertie en numérique, opto-couplée, puis un convertisseur numérique-analogique restitue le signal initial.

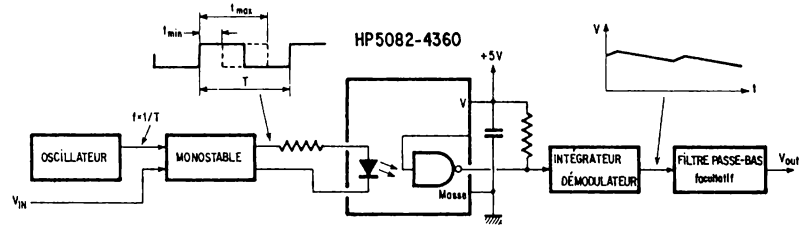



**Fig. 1. — Les signaux analogiques sont convertis en numérique à modulation par largeur d'impulsions, photocouplés, puis une reconversion en analogique clôt la chaîne.**

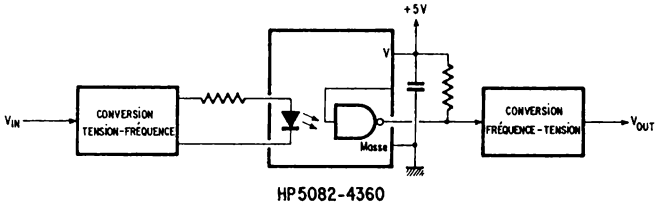



**Fig. 2. — Ici, le photocouplage en numérique de signaux analogiques se fait via une conversion tension-fréquence, puis vice-versa.**

Dans le schéma 1, la modulation numérique est du type modulation par largeur d'impulsions. L'oscillateur fonctionne à fréquence fixe et attaque un monostable qui délivre des créneaux dont la largeur (durée) est fonction de la tension analogique d'entrée. Le démodulateur est un simple intégrateur ici, suivi d'un éventuel filtre passe-bas.

La figure 2 montre une autre façon de procéder, via une conversion tension-fréquence qui produit un train d'impulsions dont la fréquence dépend de la tension analogique d'entrée.

# COMMANDE BIDIRECTIONNELLE DE MOTEUR AVEC OPTO-ISOLATEUR BILATÉRAL

*Monsanto* a réalisé un curieux opto-isolateur qui, présenté en boîtier à 8 broches, contient deux LED dont chacune attaque un thyristor (fig. 1). Un courant de 5 à 15 mA appliqué à l'une d'elles suffit pour fournir les 10 à 30 µA nécessaires au déclenchement du thyristor opposé (dont on trouvera la caractéristique type figure 2).

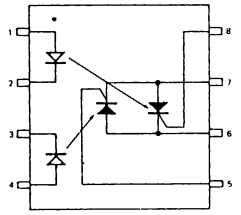


**Fig. 1. — Schéma du photocoupleur à double thyristor.**

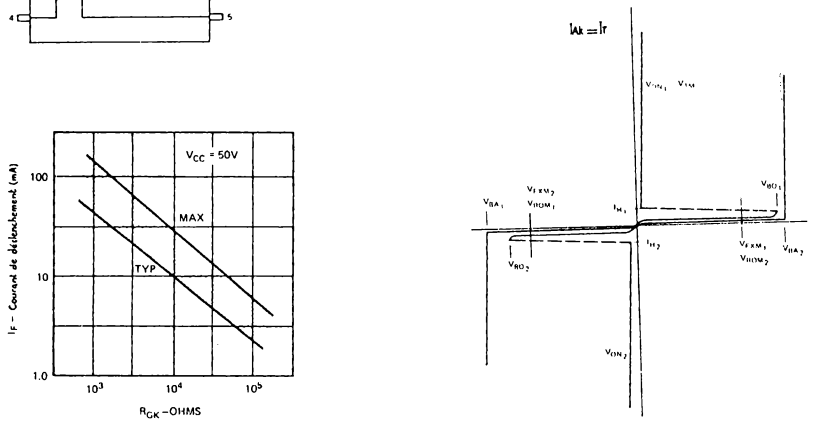



**Fig. 2. — Caractéristiques typiques des thyristors.**

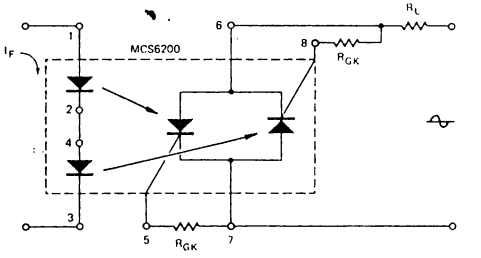



**Fig. 3. — Montage de base avec polarisation des gates.**

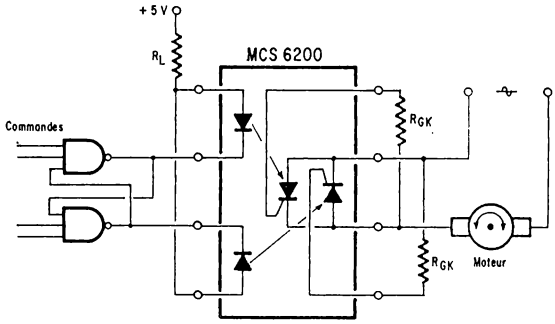



**Fig. 4. — Application à une commande bidirectionnelle de moteur.**

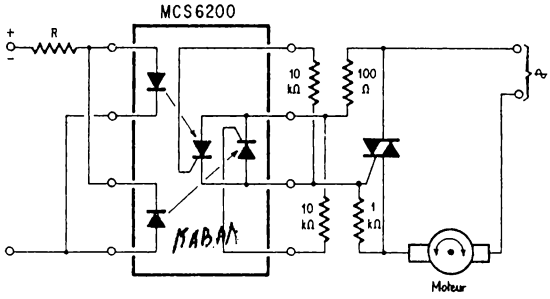



**Fig. 5. — Commande de puissance, via un triac.**

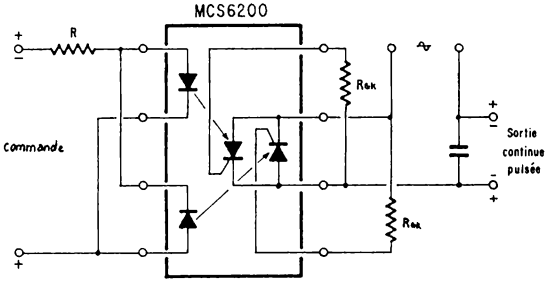
Chaque thyristor peut voir son électrode de commande, ou gate, polarisée via une résistance $R_{GK}$ (fig. 3), celle-ci déterminant le courant de déclenchement.

Selon qu'on déclenche l'un ou l'autre de ces thyristors, on peut commander le passage du courant dans un sens ou dans l'autre à partir d'une source alternative, ce qui offre le moyen d'imposer le sens de rotation d'un moteur (fig. 4).

Si la puissance disponible à la sortie de cet opto-isolateur (type MCS 6200) est insuffisante, on l'utilisera pour déclencher un triac externe, plus puissant (fig. 5). On remarquera, dans la figure 4, que ce sont des portes logiques montées en bascule qui attaquent l'opto-coupleur. Par contre, dans la figure 5, les diodes émettrices sont montées en antiparallèle, via une résistance limiteuse, donc anode à cathode : c'est par conséquent la polarité d'entrée qui détermine celle qui sera excitée et, en dernière analyse, le sens de rotation du moteur.

# ALIMENTATION RÉVERSIBLE PAR OPTO-ISOLATEUR BILATÉRAL

Une autre application du MCS 6200 de *Monsanto,* qui vient d'être présenté dans le texte précédent, consiste en la réalisation d'une alimentation réversible. Elle découle d'ailleurs des mêmes principes.




**Alimentation à polarités réversibles.**

A partir d'une source alternative et selon qu'on déclenche l'un ou l'autre des thyristors de l'optocoupleur, les polarités de la tension continue pulsée de sortie prendront l'une ou l'autre des valeurs possibles.

On notera que les diodes du coupleur étant montées en antiparallèle, c'est également la polarité, de la tension d'entrée de commande, cette fois, qui détermine la polarité de sortie.

# PHOTOCOUPLAGE EN HI-FI

Les photocoupleurs permettent la transmission des signaux binaires entre deux circuits portés à des potentiels quelconques. Ils peuvent tout aussi bien être utilisés pour transmettre des signaux analogiques sans transformateur.

La bande passante du coupleur CNY 17 est plus large que celle exigée en basse fréquence. La fréquence supérieure limite est d'environ 140 kHz, la fréquence limite inférieure est 0 Hz. Contrairement au transformateur, le photocoupleur peut aussi transmettre des courants continus. Un choix adéquat du montage et du point de travail permet de limiter les distorsions non linéaires à moins de 1 %. Les photocoupleurs trouvent application dans les tables de commutations et de mixages BF, dans le branchement direct d'un amplificateur BF à un téléviseur non isolé du secteur, dans la commande de thyristors et triacs, pour protéger l'utilisateur, en mesure, en régulation, etc.

La figure 1 illustre la caractéristique de transmission d'un coupleur CNY 17 typique (avec une résistance de collecteur de 1 kΩ et un facteur de transmission d'environ 100 %) sous différentes tensions d'alimentation.

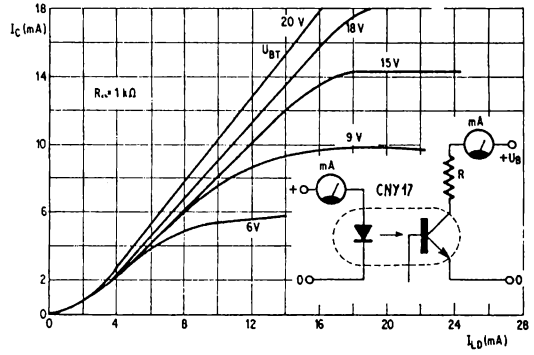



**Fig. 1. — Caractéristique de transmission d'un coupleur CNY 17.**

Les coupleurs sont souvent groupés d'après leur facteur de transmission. La plage de dispersion de chaque groupe est de ±33 %. Ces dispersions ont très peu d'effet si l'on prend soin de choisir une tension d'alimentation élevée pour le récepteur et une faible résistance de collecteur. Le coupleur produit cependant le moins de distorsions lorsqu'on le fait travailler aux environs du point d'inflexion de sa caractéristique de transmission. Une transmission de signaux libre de distorsion exige donc un ajustage optimal du point de travail du phototransistor. Cela se fait, de

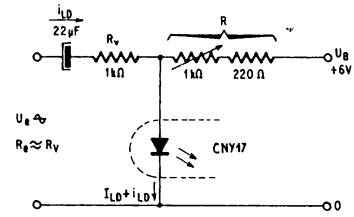



**Fig. 2. — Schéma de l'émetteur de signaux alternatifs d'un photocoupleur.**

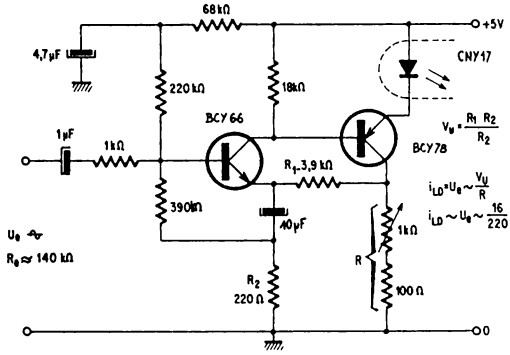



**Fig. 3. — Circuit de commande d'un photocoupleur à impédance d'entrée élevée.**

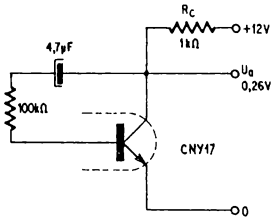



**Fig. 4. — Partie réceptrice du photocoupleur pour des signaux alternatifs jusquà 100 kHz.**

préférence, en modifiant le courant de la diode. L'ajustage de la résistance de collecteur peut éventuellement avoir un effet néfaste sur la bande passante du coupleur et sur son comportement face à des signaux de grande amplitude.

En basse fréquence et haute fidélité, par exemple, pour un rapport signal sur bruit de 50 dB, on recommande un courant de diode de 5 mA et une tension de sortie de 80 mV.

Les modifications possibles du montage ne permettent pratiquement pas d'élever la fréquence limite de l'émetteur. Un signal d'entrée d'amplitude maximale permet d'obtenir le meilleur rapport signal sur bruit possible. Les faibles signaux peuvent être amplifiés par le montage d'émission.

La figure 2 illustre le montage de base de l'émetteur. Le point de travail du phototransistor s'ajuste par la résistance R. Pour réduire la distorsion, la commande en courant a lieu au travers de la résistance $R_v$. Cette dernière est bien plus élevée que la résistance dynamique d'environ 10 Ω de la diode électroluminescente.

Le montage de la figure 3 présente une impédance d'entrée $R_e$ de 140 kΩ environ; son amplification de tension $V_u$ est d'environ 16 fois.

Le montage de la figure 4 reçoit des fréquences jusqu'à 100 kHz grâce à une contre-réaction du collecteur sur la base du phototransistor. Par contre, la plage de modulation et la caractéristique de transmission sont toutes deux réduites. Le rapport signal sur bruit est de 65 dB. Un amplificateur à deux étages avec contre-réaction sur la base du phototransistor procurerait une fréquence limite supérieure de 140 kHz, une faible impédance de sortie (70 Ω) et une grande plage de commande.

# AMPLIFICATEUR DE SERVOCOMMANDE

Analogique, cet amplificateur de servocommande peut travailler en alternatif et en continu. Il recourt à un photocoupleur double, dont un élément compense la dérive du second afin que la référence reste stable en continu. Des amplificateurs LM 307 précèdent et suivent cet élément (fig. 1).

La bande passante dépend de ces LM 307 et est de l'ordre de 25 kHz ici. La réjection en mode commun est de 46 dB à 1 kHz. La dérive du gain est de −0,03 %/°C alors que la dérive de l'offset est de ±1 mV/°C.

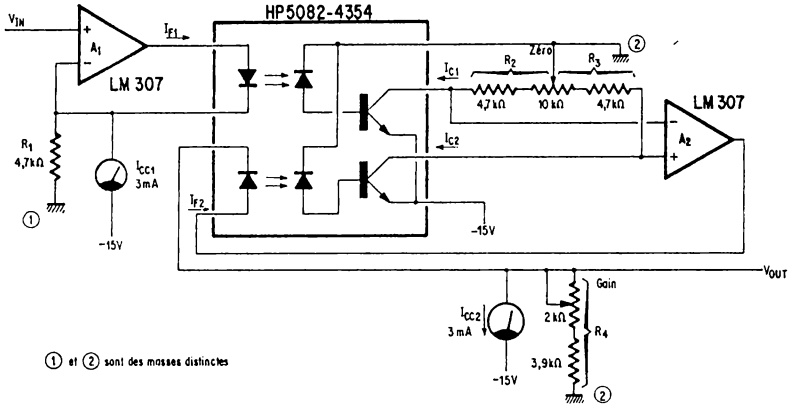



**Fig. 1. — Amplificateur de servocommande à courant continu avec compensation des non-linéarités.**

La résistance $R_1$ détermine la gamme d'entrée en courant ; avec 4,7 kΩ, le courant varie de 2 à 4 mA lorsque la tension d'entrée varie de −5 à +5 V. Dans ces conditions, la linéarité du photocoupleur est bonne puisque l'erreur de linéarité calculée est de l'ordre de 0,99 %. Le gain est fixé par $R_4$ ; les résistances $R_2$ et $R_3$, elles, limitent l'excursion de courant du côté récepteur.

Le photocoupleur est un HP 5082-4354 de *Hewlett-Packard* (qui a étudié ce montage). Ce montage doit être complété avec deux sources de courant, symbolisées ici mais parfaitement classiques ; la figure 2 montre deux façons de les réaliser, selon que l'alimentation est stable ou non (*a* et *b*). En *a*, le montage est du type miroir de courant et le courant de sortie est donné par

$$I_O = (V_{CC} + V_{EE} - V_{BE})/R$$

où $I_O$ est le courant à la sortie, $V_{CC}$ l'alimentation positive, $V_{EE}$ la négative et $V_{BE}$ la tension émetteur-base de l'un des transistors. Les deux schémas (*a*) font appel soit à des NPN, soit à des PNP.

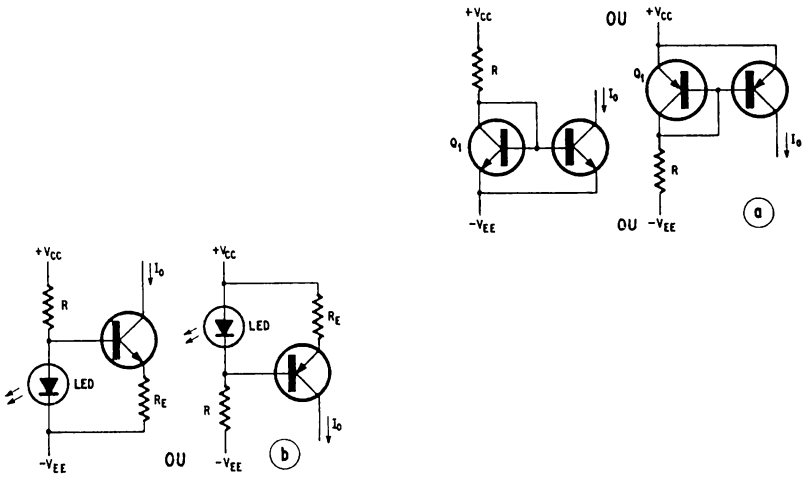



**Fig. 2. — Réalisation de sources de courant avec ou sans régulation.**

Si l'alimentation n'est pas stable, une simple LED pourra intervenir en régulation. Cette astuce convient à un NPN ou un PPN, à nouveau (*b*), la LED compensant la dérive en température du transistor (de l'ordre de 2 mV/°C). La valeur de la résistance R est donnée par :

$$R = (V_{CC} + V_{EE} - V_F)/I_F$$

où $V_F$ est la chute de tension dans la LED et $I_F$ son courant. Le courant de sortie est alors :

$$I_O = (V_F - V_{BE})/R_E$$

où $V_{BE}$ est toujours la tension base-émetteur du transistor.

CHAPITRE V

# Les afficheurs

*L'organisation de LED en réseaux, prêts à assurer l'affichage numérique ou alphanumérique, donne naissance à des composants qu'on appelle des afficheurs. Ils servent à l'affichage numérique ou alphanumérique des informations.*

## 1. ORGANISATION DES AFFICHEURS

L'organisation des LED en afficheurs est diverse; la figure 1 en donne quelques exemples. On utilise généralement des afficheurs à 7 segments (un 8e pouvant être réservé au « point » décimal) pour le numérique, éventuellement étendu aux six premières lettres de l'alphabet pour répondre aux besoins de l'hexadécimal. Pour l'alphanumérique, la structure la plus usuelle est celle du réseau de 5 par 7 points, soit 35 voyants.

La figure 2 *a* montre un réseau à 7 segments et point décimal. La combinaison des segments allumés forme les chiffres décimaux; chaque segment est repéré par une lettre, DP désignant le point décimal. Le câblage peut être réalisé en cathodes communes (en *b*), ou en anodes communes, ce qui se traduit par le schéma *c*.

Si les afficheurs individuels sont réunis en barrette de N éléments, correspondant à N digits, on pourra multiplexer leur attaque comme le montre la figure 3 où chaque colonne représente un afficheur à anodes communes. Les interrupteurs simulent la commutation électronique.

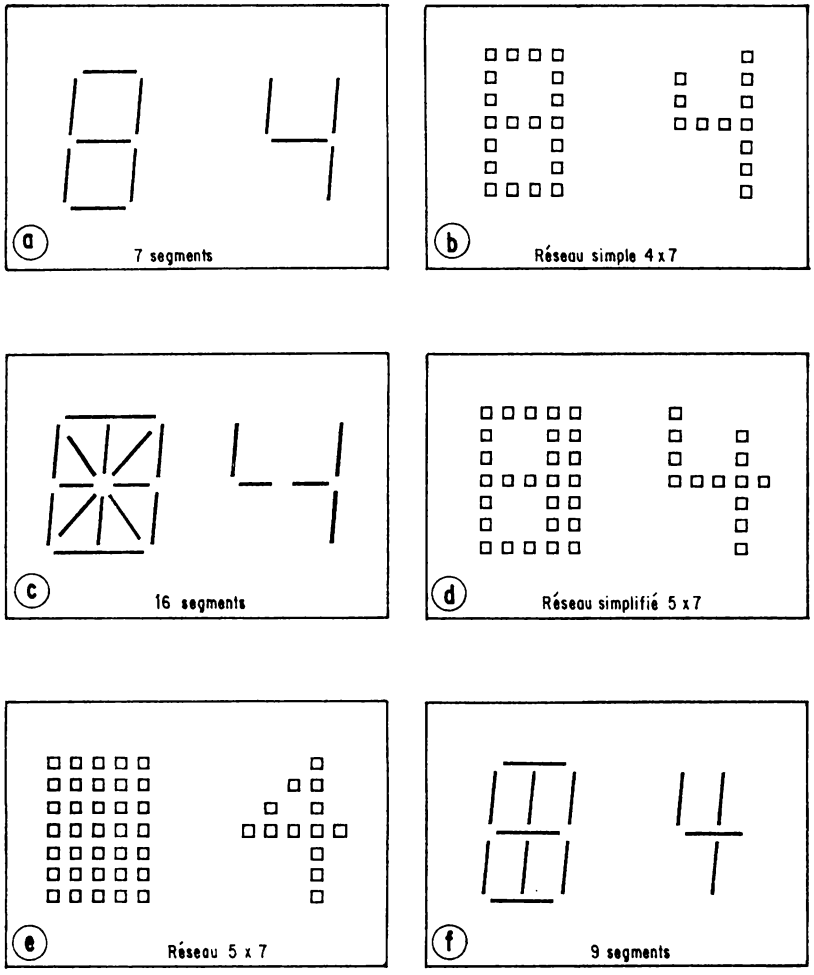



Fig. 1. — Quelques organisations d'afficheurs, à segments et à réseaux de points.

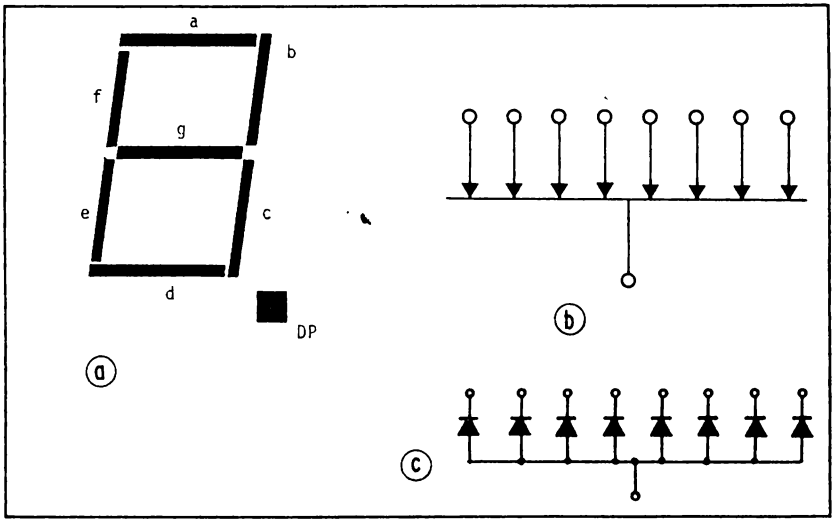



Fig. 2. — Afficheur-type à 7 segments et point (virgule) décimal (*a*). En (*b*) et (*c*), principes de la commande des LED en cathode et anode communes.

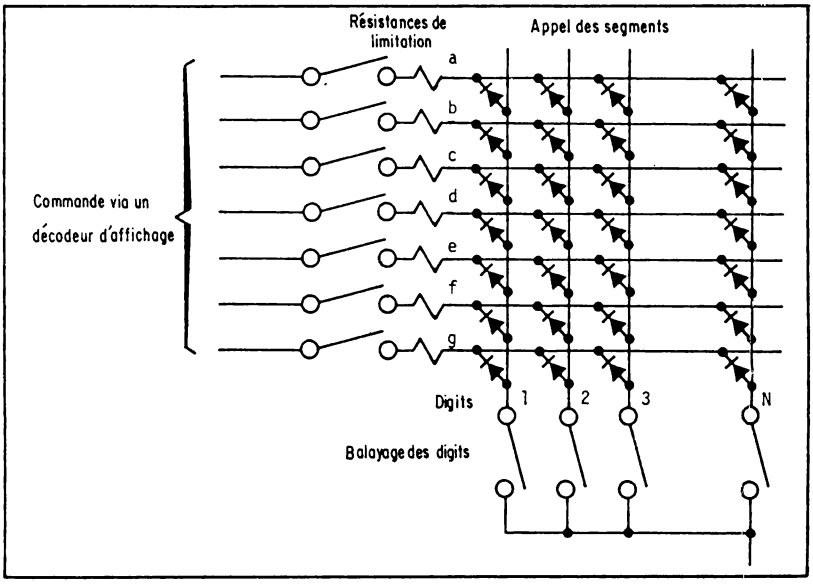



Fig. 3. — Attaque multiplexée des digits de plusieurs afficheurs. Les interrupteurs simulent les commandes.

## 2. AFFICHEURS 7 SEGMENTS

Dans les premières réalisations (fig. 4), les afficheurs étaient du type hybride et chaque segment était constitué par deux diodes série rapportées au GaAsP. C'est ainsi qu'en 1970 *Monsanto* a commercialisé l'un des tout premiers, sinon le premier afficheur, sous le nom de MAN-1. La première application commerciale en a été l'affichage sur un compteur-fréquencemètre, le 120 A, de la même firme.

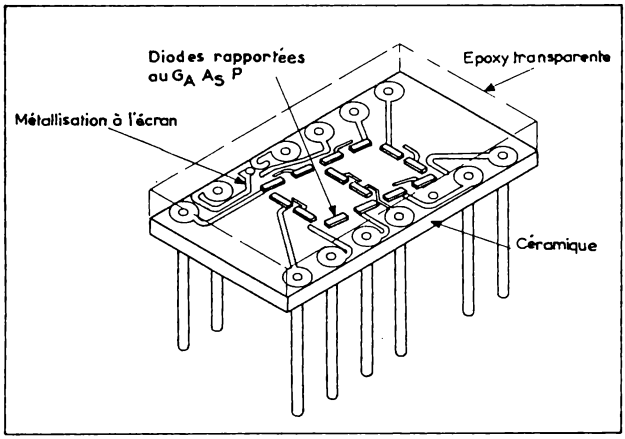



**Fig. 4. — Montage en hybride d'un afficheur 7 segments.**

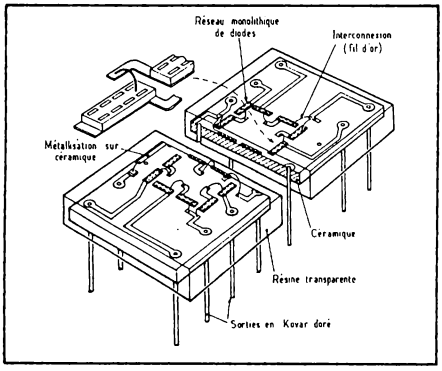



**Fig. 5. — Structure du MAN-1 de *Monsants*, l'un des premiers afficheurs 7 segments.**

Dans le MAN-1 (fig. 5), chaque demi-segment consomme 20 mA sous 3,4 V et fournit 0,4 lambert; par conséquent, l'ensemble allumé consomme 480 mW. Chaque demi-segment pouvant être considéré comme une diode (par simplification), le montage de principe se ramène à celui de la figure 6 où apparaît le circuit d'attaque, à partir d'un décodeur à 1 parmi 7. Le point décimal, lui, chute 1,7 V à 10 mA et n'exige que la moitié de ce courant,

environ, pour fournir la même luminance que les segments; sa résistance série serait alors de 300 Ω dans un montage identique à celui de la figure précédente.

Le schéma fondamental d'utilisation avec décodeur est donné figure 7. Ce dernier sera un MSD 047, de *Monsanto*, décodeur BCD à 7 segments, ou tout autre décodeur puisque toutes les firmes de microélectronique en produisent et, par exemple, un 7447 de la série 54/74 *Texas*, ou un 9317

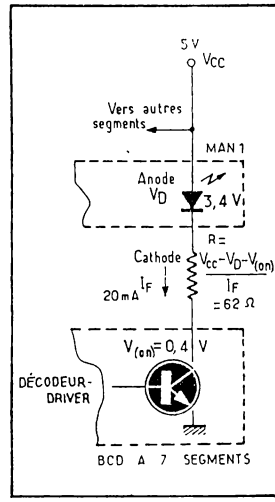
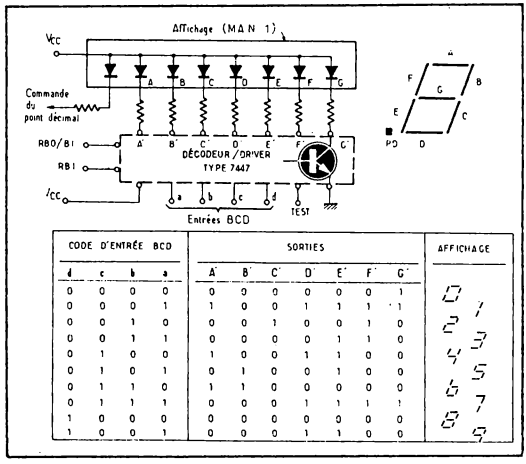



**Fig. 6. — Principe de l'attaque individuelle d'un segment du MAN-1.**




| CODE D'ENTRÉE BCD | | | | SORTIES | | | | | | | AFFICHAGE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| d | c | b | a | A' | B' | C' | D' | E' | F' | G' | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 2 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 3 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 4 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 5 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 7 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 8 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 9 |

**Fig. 7. — Schéma de base d'utilisation du MAN-1 avec sa table de décodage à partir du BCD.**

*(Fairchild)*, ou un CD 2501 *(RCA)*. Un schéma plus élaboré est celui de la figure 8, car on y présente un système de mise en mémoire temporaire des ordres en BCD. Enfin, la figure 9 donne, en exemple et sur un ensemble à 6 décades, un montage comportant une modulation d'intensité lumineuse, un effacement des zéros inutiles et une position « test ».

La modulation d'intensité est assurée à l'aide de créneaux à rapport variable appliqués, via des buffers, aux bornes *RBO* (sorties d'effacement, avec RBO = *ripple blanking output*). L'intensité lumineuse sera proportionnelle à la durée du cycle utile, ce qui semble évident.

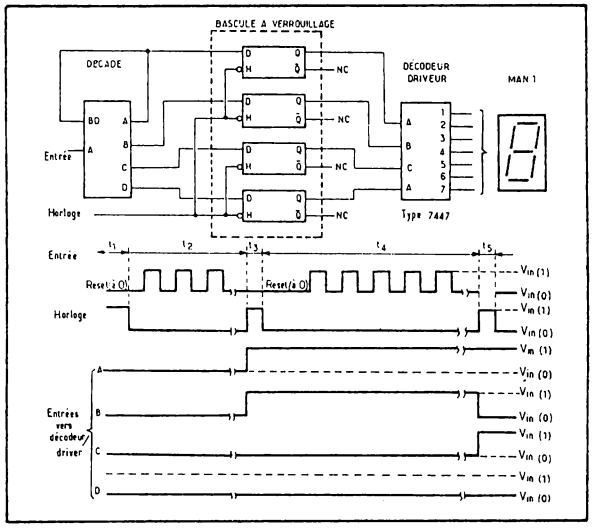



**Fig. 8. — Commande du MAN-1 avec décodeur et mise en mémoire des ordres.**

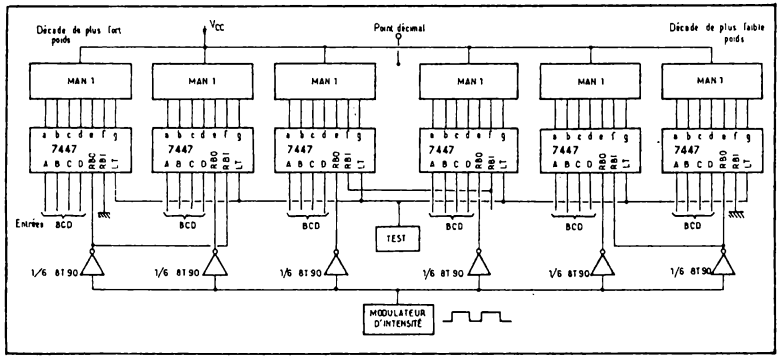
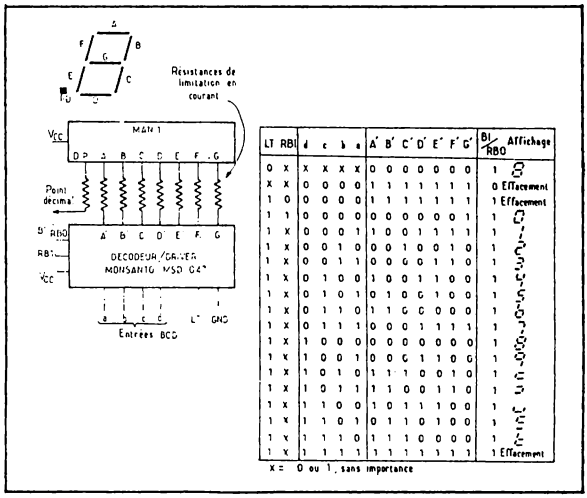



**Fig. 9. — Commande d'affichage sur 6 décades avec suppression des zéros inutiles, modulation d'intensité et position d'essai.**

La suppression des zéros inutiles vise à simplifier la lecture; en effet, on lit plus facilement 7,5 que 0007,500. Pour ce faire, la borne *RBI* (entrée d'effacement) des modules correspondants aux chiffres le *plus* et le *moins significatifs* est connectée à la masse; il suffira de se reporter à la table de vérité du décodeur pour voir qu'alors, la combinaison donnant le chiffre 0 mène à un ordre d'effacement (fig. 10). D'autre part, la sortie d'effacement *RBO* est reliée à *RBI* du module voisin; la combinaison est telle que, là aussi, un zéro éventuel est supprimé (s'il y avait un zéro auparavant).

Enfin, dans la position « test », l'application d'un zéro aux entrées *LT* est prépondérante et provoque l'illumination de tous les segments.




| LT | RBI | d | c | b | a | A' | B' | C' | D' | E' | F' | G' | BI/RBO | Affichage |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | X | X | X | X | X | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 8 |
| X | X | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | Effacement |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | Effacement |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | X | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | X | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 2 |
| 1 | X | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 3 |
| 1 | X | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 4 |
| 1 | X | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 5 |
| 1 | X | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 6 |
| 1 | X | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 7 |
| 1 | X | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 8 |
| 1 | X | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 9 |
| 1 | X | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | - |
| 1 | X | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | - |
| 1 | X | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | - |
| 1 | X | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | - |
| 1 | X | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | - |
| 1 | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | Effacement |

X = 0 ou 1, sans importance

**Fig. 10. — Table des états relative au décodeur et permettant de comprendre le principe de la suppression des zéros inutiles.**

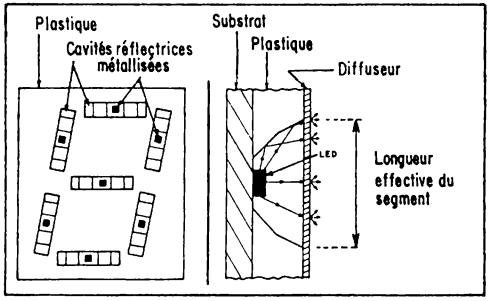



**Fig. 11. — Principe de l'afficheur 7 segments à une seule LED par segment : celle-ci est placée au fond d'un puits.**

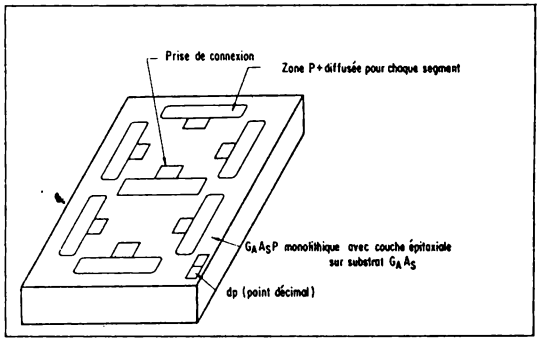



**Fig. 12. — Réalisation d'un afficheur 7 segments monolithique.**

Dans le cas d'affichage sur de nombreux chiffres, on peut multiplexer les canaux et, ainsi, n'utiliser qu'un décodeur pour 16 « MAN 1 » par exemple. La fréquence de multiplexage pourrait être de 50 Hz.

Les schémas d'applications restent identiques dans leurs principes pour les afficheurs des générations suivantes, en hybride à une seule LED par segment (fig. 11) ou finalement en monolithique (fig. 12).

## 3. CIRCUITS DE COMMANDE POUR AFFICHEURS 7 SEGMENTS

Si l'information à afficher est fournie en code BCD (décimal codé binaire), on passe par un décodeur BCD à 7 segments. Il faudrait également passer par des décodeurs pour tout autre code d'entrée, ASCII, par exemple. Plusieurs cas peuvent se présenter :

1) *L'information se présente en BCD, bits en parallèle mais mots en série* (informations numériques successives, l'une à la suite de l'autre). Un simple décodeur suffit (fig. 13).

2) *Les bits et les mots sont en parallèle :* il faut mettre les mots en mémoire, par exemple dans de simples latches (mémoires à verrouillage). La figure 14 montre que ces mémoires, une par mot, sont connectées au même bus qui mène au décodeur; on a en effet ici utilisé un quadruple latche type DM 8551 de *National Semiconductor* dont les sorties sont du type 3 états, c'est-à-dire qu'on pourra brancher successivement chaque latche sur un ordre séquentiel externe.

3) Cette même mémorisation peut être assurée par un registre à décalage (fig. 15), qui en recirculant, pourvoira au rafraîchissement de l'information.

4) C'est à nouveau à un registre à décalage qu'on recourra si *l'entrée est en série, bits et mots;* il assurera la conversion série-parallèle (fig. 16), en supposant que les caractères se présentent déjà au code 7 segments sur ce schéma.

On peut encore attribuer un décodeur-driver à chaque digit, ce qui rend le montage plus clair (fig. 17). Le multiplexage est reporté en amont et vise, cette fois, les décodeurs-drivers. Dans une étape ultérieure, ceux-ci seront intégrés aux afficheurs.

Un circuit complet, commandant l'affichage multiplexé sur 4 afficheurs à anodes communes, est représenté figure 18. Le SN 7447 A est un décodeur-driver capable d'absorber 40 mA par segment; ce sont les résistances $R_1$ qui limiteront le courant : on considère que si le balayage mène à un cycle de travail de 1 parmi N, le courant crête est de N fois le courant moyen $I_{AVG}$ (ou $I_M$), les courbes de chaque afficheurs permettant d'affiner cette approche. D'autre part, $R_1$ est calculée en tenant compte de la formule : (tension d'alimentation) — (chute de tension dans les thyristors alimentant

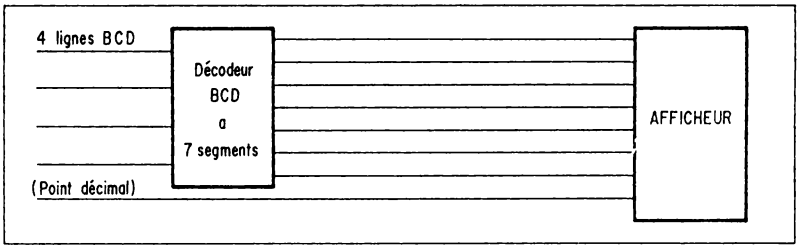



**Fig. 13. — Commande directe d'un afficheur avec décodage du BCD.**

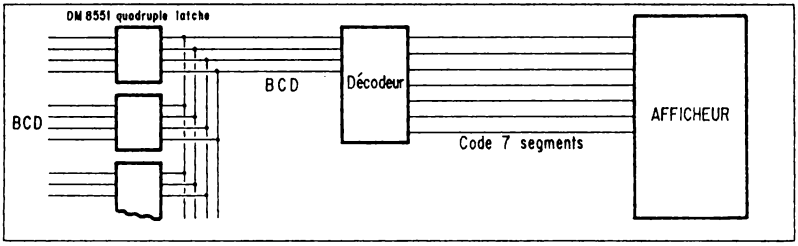



**Fig. 14. — Le mot en BCD destiné à un afficheur sur plusieurs digits est mis en mémoire puis décodé séquentiellement, digit après digit.**

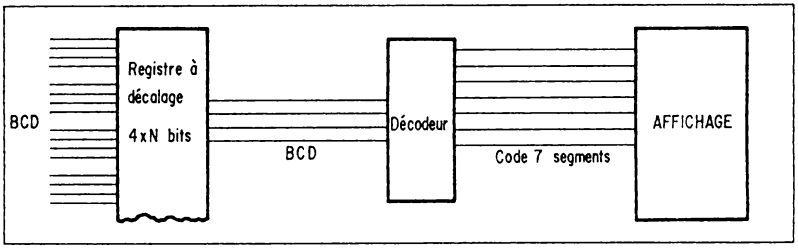



**Fig. 15. — Même cas que dans la figure précédente, mais ici c'est un registre à décalage qui sert de mémoire.**

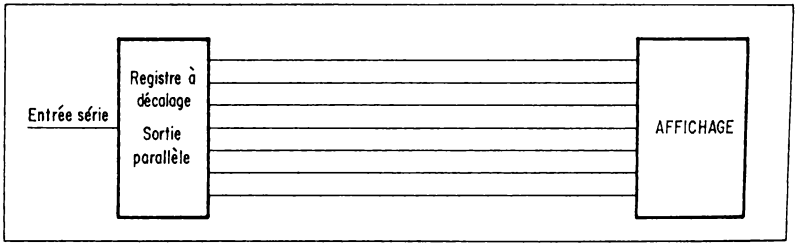



**Fig. 16. — L'information arrivant totalement en série, un registre à décalage assure sa conversion en parallèle.**

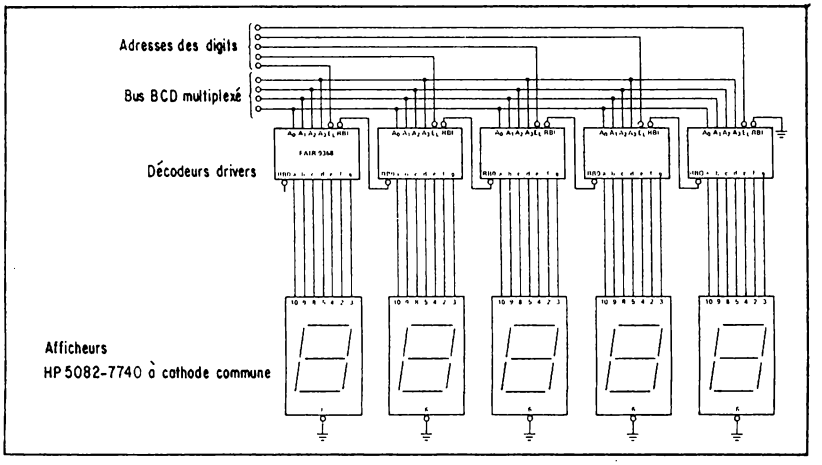



**Fig. 17. — Dans ce montage type, un décodeur-driver a été attribué à chaque digit.**

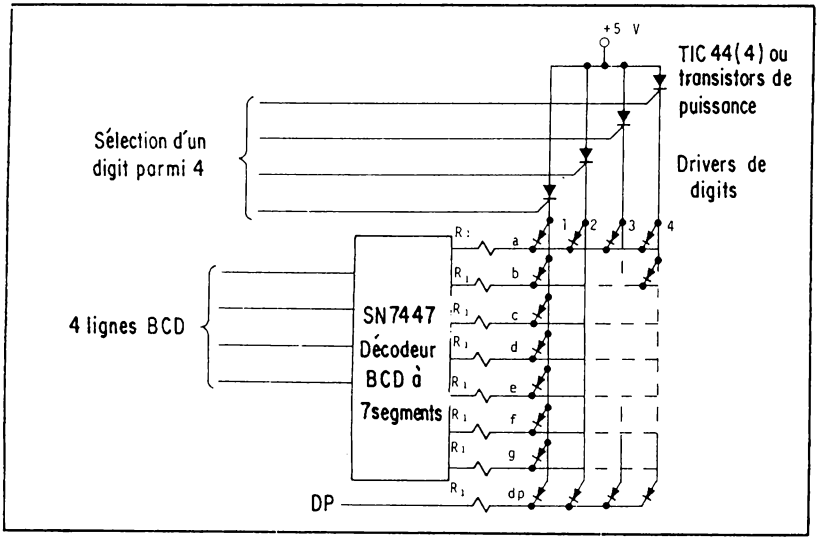



**Fig. 18. — Commande de 4 afficheurs multiplexés 7 segments par un unique décodeur-driver type SN7447A. Ici, les anodes sont communes.**

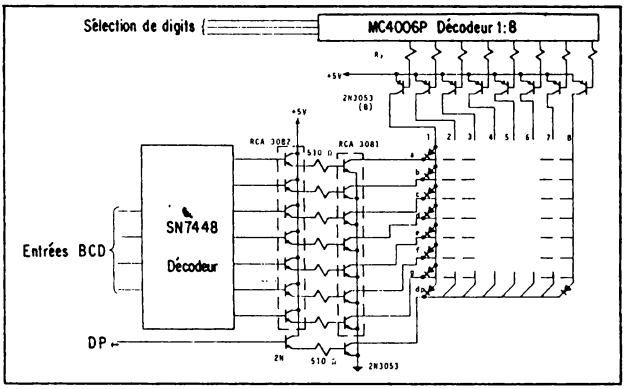



**Fig. 19. — Si le courant exigé par chaque segment est intense, on passe par des transistors de puissance.**

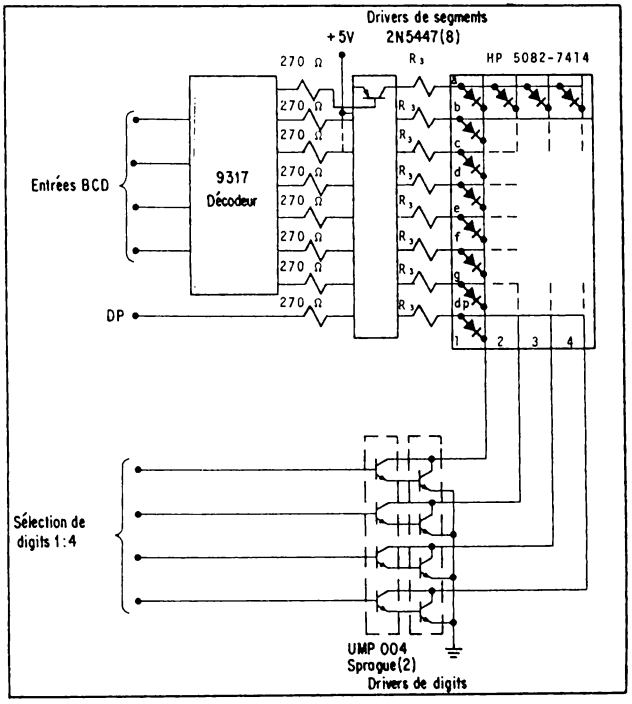



**Fig. 20. — Commande multiplexées de 4 afficheurs 7 segments à cathodes communes.**

les anodes des LED) — (chute de tension dans les LED) — (tension de sortie du décodeur), le tout divisé par le courant crête, désiré, bien sûr. Les thyristors, eux, doivent supporter 8 fois le même courant de crête, ce qui paraît évident.

Si le courant excède 40 mA par segment, on passe par des transistors de puissance comme la figure 19 en suggère un exemple.

En montage à cathodes communes, les schémas sont semblables et les éléments calculés de la même façon, à la différence près que cette fois, les drivers de segments doivent fournir le courant crête et les drivers de digits (cathodes) l'absorber. La figure 20 illustre l'un des montages possibles.

## 4. AFFICHEURS 16 SEGMENTS

L'afficheur 7 segments se prête à l'affichage numérique, jusqu'à l'hexadécimal inclus (lettres de A à F, à la condition de supporter des lettres parfois bizarres pour éviter toute confusion avec les chiffres). Pour disposer d'un affichage alphanumérique complet, on utilise des réseaux de 35 points. Mais une solution plus simple, bien que moins exploitée, existe; elle consiste en l'utilisation d'afficheurs à 16 segments, tels qu'on les a présentés au début de ce chapitre.

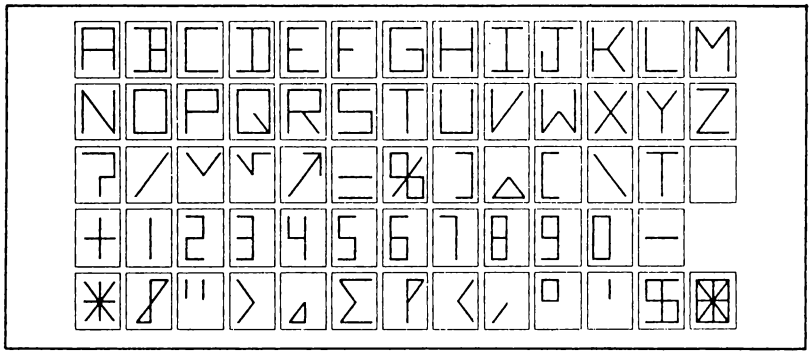


**Fig. 21. — Quelques-uns des caractères qu'un afficheur 16 segments peut afficher.**

La figure 21 montre quels types de caractères ils peuvent afficher. Pratiquement, ils supporteront les 64 caractères standards du code ASCII, courant en informatique, avec les lettres majuscules de l'alphabet seulement. Leur commande relève des mêmes règles que celles des afficheurs 7 segments, au nombre de segments près.

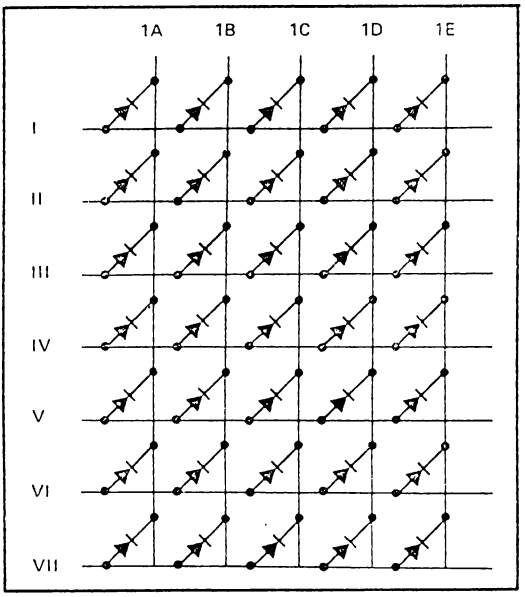



**Fig. 22. — Organisation d'un afficheur 35 points (35 LED); elles sont réparties en 7 rangées de 5 colonnes.**

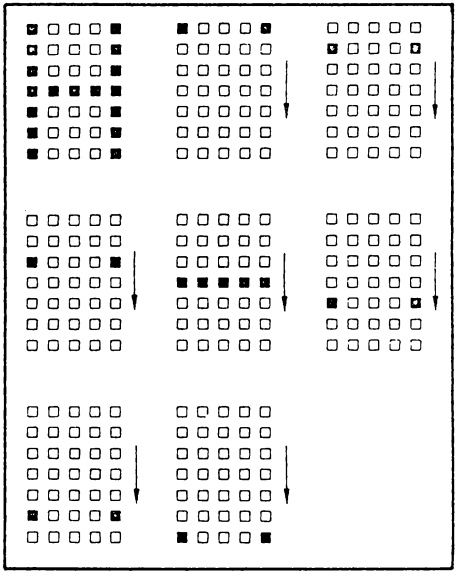


**Fig. 23. — Balayage de l'afficheur 35 points par rangées (balayage vertical); on forme la lettre H.**

## 5. AFFICHEURS A 35 POINTS

L'afficheur à 35 points est constitué par un réseau de 35 diodes en matrice de 5 colonnes par 7 rangées (fig. 22). Le balayage peut être exécuté par rangées, donc verticalement et par conséquent en 7 temps d'exécution comme le montre la figure 23 qui décompose l'affichage de la lettre H, ou par colonnes, donc horizontalement et par conséquent en 5 temps d'exécution (fig. 24).

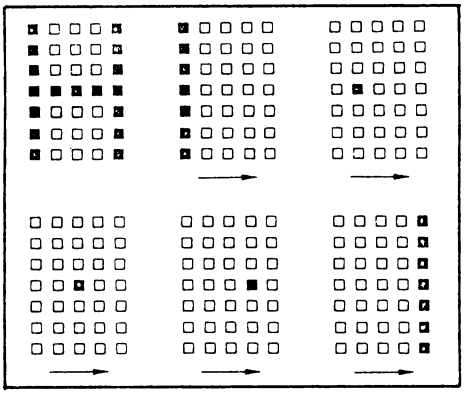


**Fig. 24. — Balayage horizontal de l'afficheur pour former un H : chaque colonne est successivement explorée.**

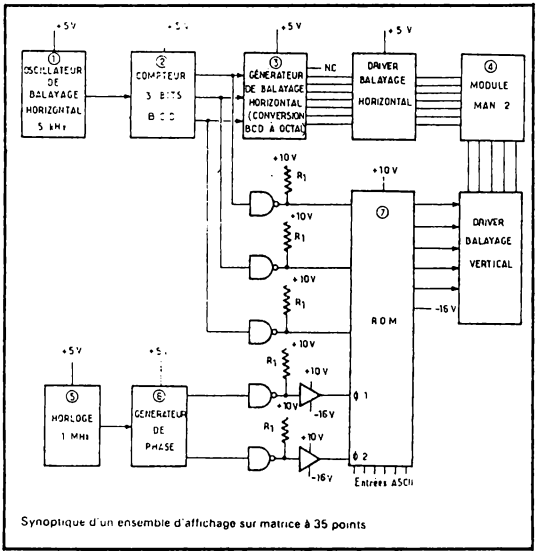



**Fig. 25. — Synoptique d'un ensemble d'affichage sur matrice à 35 points.**

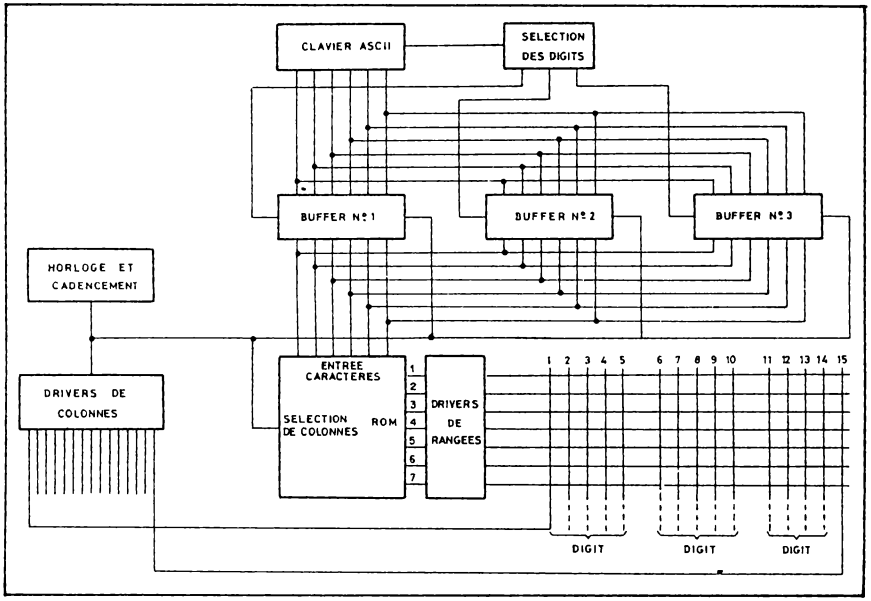



**Fig. 26. — Balayage par colonnes de plusieurs digits en affichage sur 35 points.**

A nouveau, l'un des tout premiers modules de ce type est dû à *Monsanto*. C'est le MAN-2 (MAN signifiant « *Monsanto Alpha-Numeric* »), comprenant 36 diodes avec le point décimal; chaque diode consomme 10 mA pour une chute de 1,7 V. Un montage de principe servant à sa commande est donné figure 25; c'est une mémoire morte qui, combinant les entrées, ordonne le balayage des colonnes.

D'autres formules sont bien sûr possibles. Ainsi, soit à commander une barrette d'afficheurs, cette fois. Le principe est ici plus complexe qu'avec les dispositifs à 7 segments puisqu'on va multiplexer le réseau interne et chaque digit. La figure 26 donne un schéma type avec balayage par colonnes; les informations d'entrée sont fournies par un clavier en code ASCII sur 6 lignes ici; elles sont stockées dans des buffers, un par digit, puis appliquées à une mémoire ROM de décodage qui attaque les rangées; chaque buffer est servi à tour de rôle. Un circuit d'horloge, qui cadence le tout, commande également le balayage des colonnes l'une après l'autre, digit après digit. En pratique, on se limitera à un maximum de 15 digits pour permettre leur balayage dans de bonnes conditions de temps et de courant crête.

Le balayage par rangées permet de s'affranchir du problème de courant crête, mais les circuits gagnent en complexité (fig. 27). Des buffers d'entrées, un par afficheur, reçoivent le code d'entrée, ASCII ici; le décodage est assuré séquentiellement par digit par une ROM, et qui plus est rangée

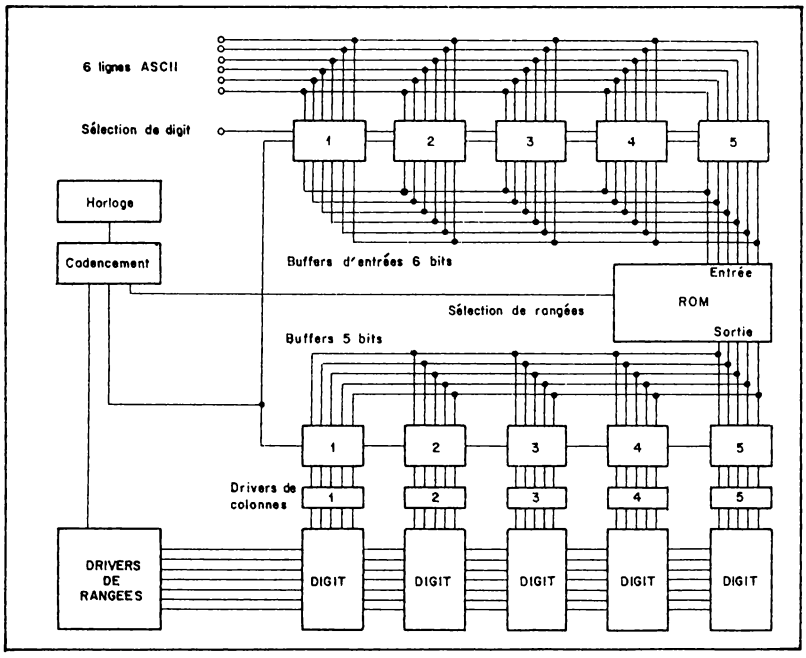



**Fig. 27. — Principe du balayage par rangées d'afficheurs 35 points.**

par rangée. La 1re rangée du 1er caractère est chargée dans un autre buffer, de 5 bits, le buffer nº 1 ; les autres premières rangées sont successivement traitées de la même façon. Puis, l'affichage des premières rangées est commandé. On passe ensuite aux secondes, etc. Le cycle complet doit être répété aux alentours d'une fréquence de 100 Hz.

## 6. COMMANDE PAR MICROPROCESSEUR

On va examiner la commande des barrettes d'afficheurs 7 segments par microprocesseur. Ainsi, dans la figure 28, chaque afficheur est doté de son propre décodeur-driver, relié au bus de données. Un décodeur d'adresse sélectionne les digits, l'un après l'autre. C'est un circuit spécial, le DS 8859 ici, qui commande le point décimal. Les circuits indiqués ici le sont à titre

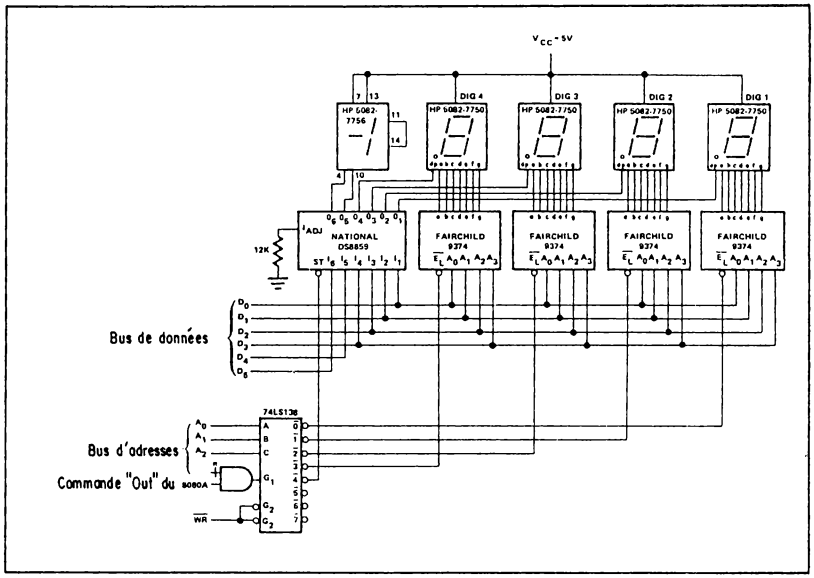



**Fig. 28. — Commande d'afficheurs 7 segments par un microprocesseur type 8080, via des décodeurs-drivers.**

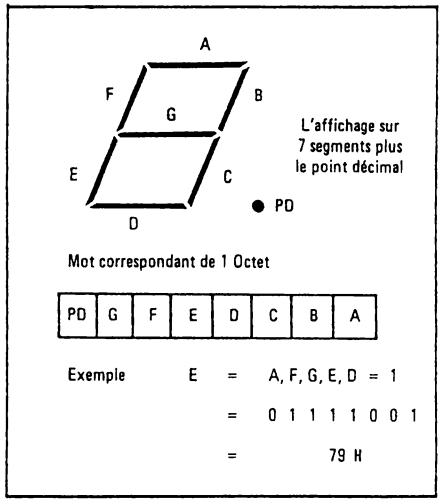



**Fig. 29. — Formation d'un mot de 1 octet pour caractériser un symbole à afficher.**

d'exemple, ce montage convenant, par exemple, à un microprocesseur genre 8080.

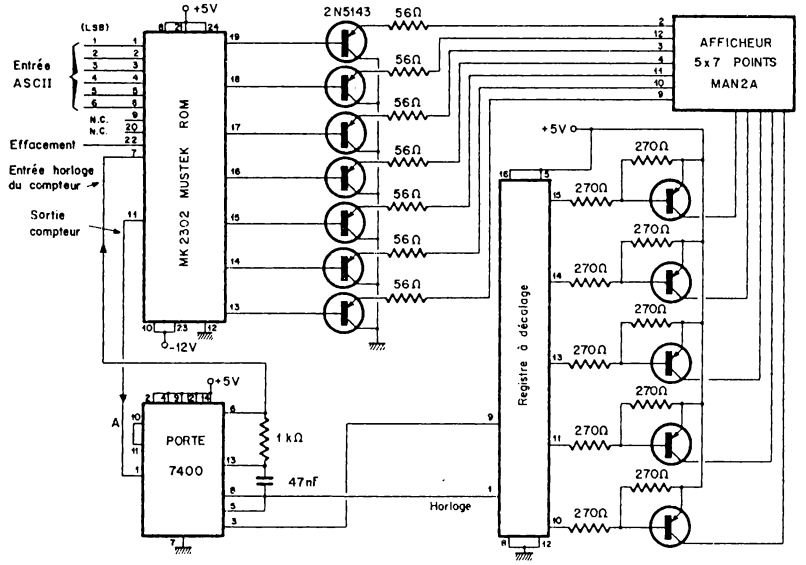
Le microprocesseur peut d'ailleurs fournir directement le code d'affichage du digit sous forme d'un mot de 8 bits; c'est ce que montre la figure 29 où l'allumage d'un digit se traduit par un 1. Il suffira ensuite d'adresser chaque afficheur à tour de rôle, via son buffer-mémoriseur propre (latche).

De nombreux autres schémas de commande sont concevables; ils dérivent bien souvent de montages déjà examinés.

# *APPLICATIONS DES AFFICHEURS*

# AFFICHEUR DE CARACTÈRES ASCII

A partir d'un afficheur en réseau de 5 × 7 points, on peut afficher les 64 caractères du code ASCII. La figure montre le schéma qui asservit l'afficheur, ici un MAN 2 A de *Monsanto*.




**Système complet d'affichage multiplexé pour un afficheur MAN2A à réseau de 35 points.**

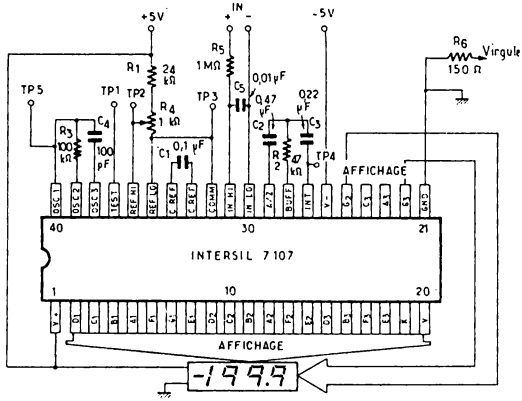
Le code d'entrée ASCII sur 6 bits (on n'affichera que les majuscules, par conséquent) est appliqué à une ROM qui fournit les commandes des rangées. Les colonnes sont balayées, à partir d'une porte 7400, par un registre à décalage et via des transistors buffers.

La ROM est un générateur de caractères doté d'un compteur interne qui organise le cycle de balayage, la cadence étant fournie par la constante de temps de la porte 7400.

# INDICATEUR DE TABLEAU 3 1/2 DIGITS

Par trois digits et demi, on entend un affichage sur 1 999 points, le 1 étant considéré comme le demi digit.

Leur commande, s'il s'agit d'afficheurs 7 segments à LED, est assurée ici à l'aide du circuit 7107 de *Intersil* qui contient, en outre : un convertisseur analogique-numérique à double rampe, des décodeurs BCD à




**Un indicateur de tableau 3 1/2 digits complet : il ne manque que l'alimentation.**

7 segments, des amplificateurs d'affichage, une horloge, une tension de référence, et nous en oublions. Il serait peut-être plus simple d'indiquer ce qu'il faut comme composants supplémentaires : quelques condensateurs et résistances qu'il n'était réellement guère possible d'intégrer...

La consommation reste, en gros, celle de l'affichage. L'entrée sera adaptée aux besoins à couvrir.

# VOLTMÈTRE 3 1/2 OU 3 3/4 DIGITS

Un affichage sur 3 1/2 digits est un affichage sur 1 999 points, selon le langage consacré ; sur 3 3/4 digits, c'est un affichage sur 3 999 points. Dans le cas de ce voltmètre, cet affichage est commandé par un circuit ADD 3501/3701 de *National Semiconductor* qui, avec l'affichage et 6 composants discrets externes, suffit pour réaliser cet appareil.

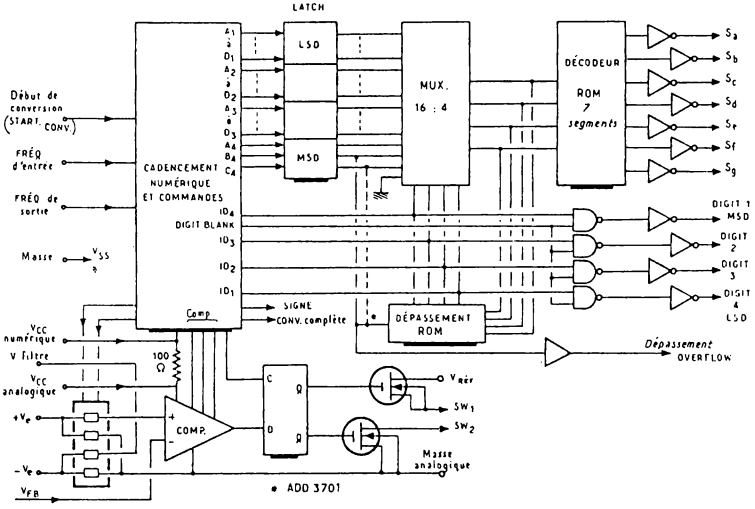



**Fig. 1. — Synoptique des ADD 3501/3701, circuits intégrés CMOS pour voltmétrie numérique.**

En fait, on vient de citer deux circuits, le ADD 3501 travaillant sur 3 1/2 digits et le 3701 sur 0,5 de plus. Ils sont tous deux en technologie CMOS et ne consomment que 45 mW sous 5 V, avec une régulation sommaire.

Le synoptique de ces éléments est donné figure 1 et, s'il se révèle très complet, n'en reste pas moins relativement classique dans son organisation. L'alimentation est unique, et de +5 V ; les sorties commandent un affichage à 7 segments multiplexé, ce que montre mieux la figure 2 qui est, elle, un schéma d'application : on y voit, en particulier, que l'alimentation est très simple ! Une autre simplification provient du fait que l'oscillateur est inclus dans le circuit. Celui-ci fournit automatiquement la polarité, le temps de conversion étant de 200 ms.

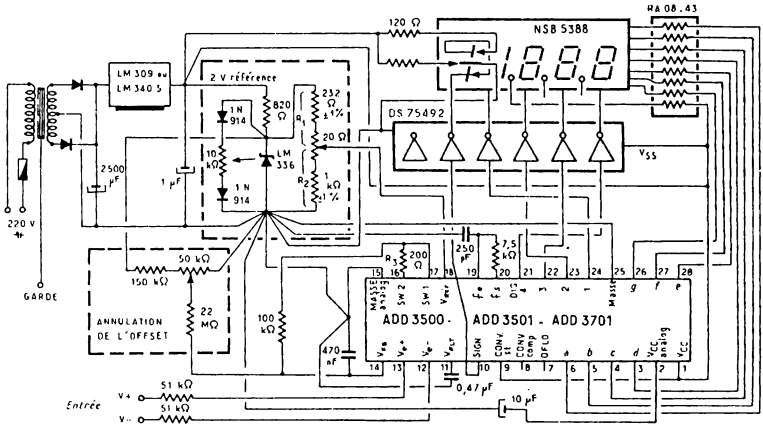



**Fig. 2. — Ce schéma complet d'application montre la simplicité très réelle du montage. Le tout tient sur une toute petite carte imprimée!**

En réalisant ce schéma, on notera qu'aucun composant de précision n'est nécessaire. Toutes les résistances sont du type quart de watt, à 5 % (sauf spécifications contraires, comme le veut la formule consacrée). Les condensateurs, eux, sont à 10 %; ceux repérés par un (3) devront être à faibles fuites; la relation entre quelques résistances, à partir du pont est : $R_1R_2/(R_1 + R_2) = R_3 \pm 25\ \Omega$. Enfin, l'annulation de l'offset (tension de décalage) n'est utile que dans le cas du ADD 3501.

On retiendra encore que la conversion analogique-digitale est assurée selon une nouvelle méthode, dite à « post-modulation » et mise au point par *NS*. La précision du comparateur interne est de 10 à 15µV.

Sans mise au point particulière, ce montage doit fonctionner immédiatement. Les dépassements de gamme de mesure sont automatiquement indiqués sur l'affichage par +OFL ou −OFL.

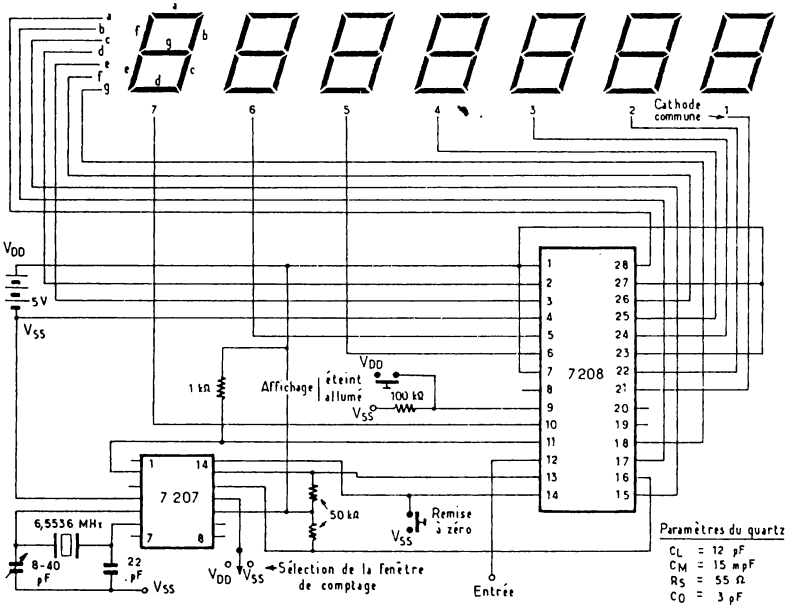
# FRÉQUENCEMÈTRE 6 OU 7 DÉCADES

C'est à partir d'un circuit intégré spécial, le 7207 de *Intersil*, qu'est réalisé ce fréquencemètre. Ce circuit sert d'oscillateur-base de temps de telle sorte que, associé à un 7208, il permette de réaliser un fréquencemètre 6 ou 7 décades.

En utilisant un quartz 6,5536 MHz, ce fréquencemètre peut avoir deux fenêtres de comptage : 0,01 seconde ou 0,1 seconde. La fréquence d'entrée maximum peut aller jusqu'à 2 MHz. Avec une tension d'alimentation de 5 volts, la consommation totale lorsque l'affichage est éteint est inférieure à 1 mA et est de l'ordre de 120 mA lorsque tous les digits sont allumés.

Cela permet d'utiliser ce type de circuit dans des systèmes portables fonctionnant sur piles ou batteries tout aussi bien que dans des équipements d'instrumentation faible prix fonctionnant à partir du secteur.

Le 7208, lui, est un compteur intégré spécialement étudié pour commander directement des afficheurs LED 7 digits, 7 segments. Il peut compter jusqu'à 10 000 000 pour des applications telles que contrôle de processus, régulation de circulation, etc. Le 7208 est particulièrement adapté aux systèmes fonctionnant sur piles ou batteries grâce à sa très faible consommation lorsque les afficheurs sont éteints. Par exemple, en utilisant 3 piles nickel-cadmium, la consommation typique n'est que 200 µA sous la tension nominale de 3,6 volts.




**Réalisation d'un fréquencemètre à 7 décades.**

# CALCULATRICE 8 DIGITS

Pour réaliser simplement une calculatrice sur 8 digits, il suffit d'utiliser le circuit LSI type MK S0320C de *Mostek* (ou toute autre élément de la même famille). En effet, il commande directement des voyants à diodes électroluminescentes et peut être attaqué par un clavier.

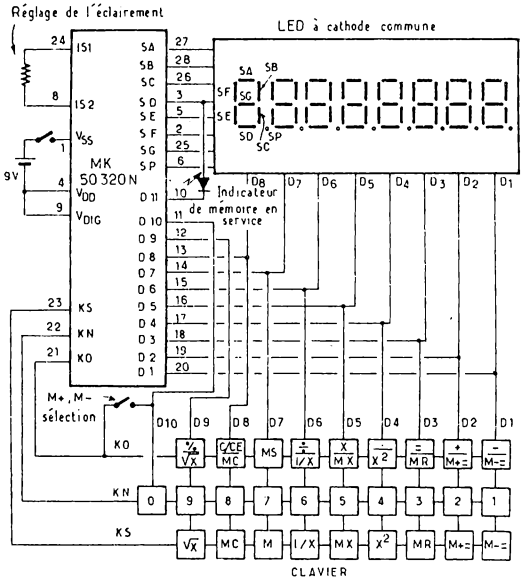



**Schéma de base d'une calculatrice avec clavier et affichage sur 8 digits.**

Les fonctions suivantes sont prévues : addition, soustraction, multiplication, division, pourcentage, appels mémoires, racine carrée, élévation au carré, inverse. Le circuit DIL à 28 broches est alimenté sous 9 V.

# HORLOGE INTÉGRÉE

L'intégration des composants a été poussée très loin. Ainsi, *National Semiconductor* propose un module complet pour montre électronique comprenant l'affichage à diodes électroluminescentes, sur 4 digits, le circuit intégré de commande, l'alimentation, quelques composants accessoires en plus, le tout monté sur un petit circuit imprimé (sous la référence MA 1010).

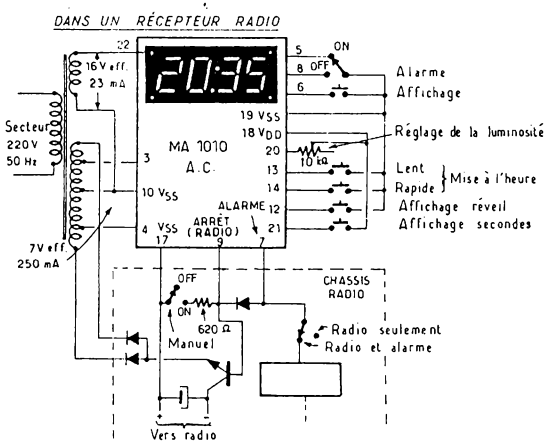



**Fig. 1. — Horloge électronique associée à un récepteur radio.**

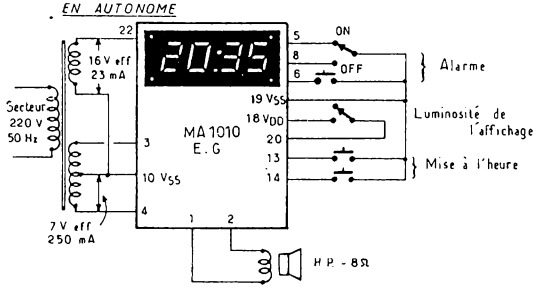



**Fig. 2. — La même horloge, mais autonome cette fois.**

Il suffit d'ajouter un transformateur secteur, quelques interrupteurs et bien entendu, un boîtier, pour obtenir à peu de frais une excellente horloge électronique. Celle-ci pourra être implantée dans un récepteur radio ou être montée en autonome, un haut-parleur de 4 ohms minimum servant au réveil. L'affichage se fait sur 12 ou 24 heures, la référence de temps étant le secteur. De nombreuses fonctions sont encore réalisables (temporisation, commande d'un organe externe, etc.).

# COMPTEUR DE TEMPS ÉCOULÉ ET CHRONOMÈTRE UNIVERSEL

Ici, huit digits du type à 7 segments vont servir, soit de chronomètre « universel », soit à afficher un temps écoulé, et cela grâce au circuit unique de commande type 7045 (ou 7205) de *Intersil*. Ils comprennent tous deux toute la circuiterie nécessaire, à l'exception du quartz et du trimmer d'ajustage fin de la fréquence.

Le compteur de temps écoulé peut agir en horloge 24 h, en timer de précision, et en chronomètre à 4 modes de fonctionnement : standard, séquentiel, « split » et « rally » (ce que les chronométreurs expérimentés interprètent par : chronométrages partiels avec affichage sans arrêt du comptage, comme dans une course-relais où chaque concurrent peut être chronométré sans cesser de mesurer et cumuler les temps).

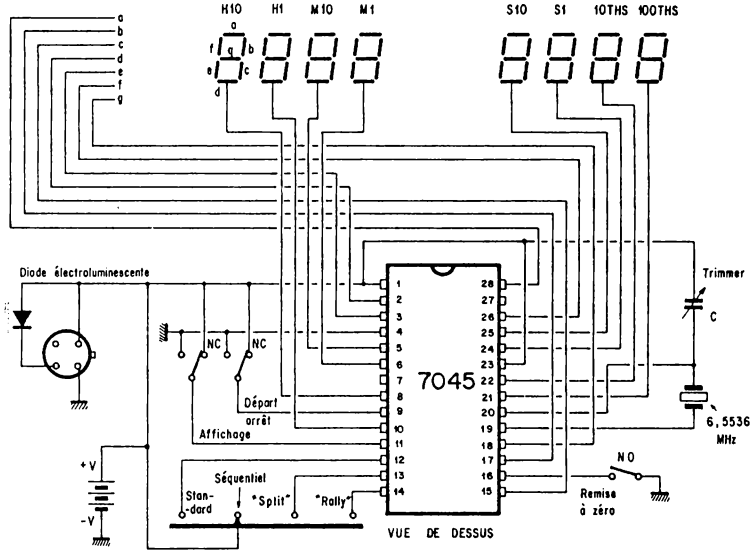



**Schéma complet du compteur de temps écoulé ou chronomètre. Le second circuit intégré (ICM 7201 LBI) ne sert qu'à attaquer une LED indiquant que la tension d'alimentation est trop basse.**

La figure représente une application typique d'un compteur de temps écoulé ou chronomètre 24 heures utilisant le 7045. Pour les systèmes fonctionnant sur piles, il peut être nécessaire d'avoir un indicateur de tension pile basse. Les indicateurs de tension basse (LBI) 7201 ou 8211 associés à une diode électroluminescente permettent de réaliser cette indication de façon précise et pour un faible prix.

Le 7045 compte des temps à partir de 1/100 de seconde jusqu'à 24 heures et peut donc être utilisé comme circuit pour pendule 24 heures. Pour réaliser un compteur de temps écoulé 24 heures, il faut y adjoindre un affichage LED 8 digits. Le 7205 a moins de fonctions que le 7045 et ne permet de compter que jusqu'à une heure (résolution de 0,01 seconde maximum) et il est destiné à commander un affichage LED 6 digits, 7 segments. Cependant, contrairement au 7045, il possède un détecteur de tension basse.

Le 7045 est présenté en boîtier 28 broches alors que le 7205 est en boîtier 24 broches. Ils consomment très peu : 0,9 mW pour le 7045 et 2,5 mW pour le 7205, sous 3,6 V; c'est dire qu'un jeu de 3 piles au cadmium-nickel pourvoit à leur alimentation (ils acceptent entre 2,5 V et 4,5 V pour le 7045, et entre 2 V et 5 V pour le 7705).

La gamme des fréquences de fonctionnement va de 1 à 8,5 MHz, avec une stabilité de 0,5 ppm; la fréquence du quartz, en valeur nominale, doit être établie pour une capacité parallèle totale de 12 pF ou moins; une valeur de 6,5536 MHz est courante pour le 7045, de 3,2768 MHz pour le 7205.

Ces circuits suppriment les zéros inutiles et les fractions de seconde inutiles en horloge 24 heures. Ils sont protégés d'une part contre les courts-circuits de faible durée, et d'autre part (mais là, totalement) contre les décharges électrostatiques : leur manipulation n'exige aucune précaution spéciale.

L'affichage est à diodes électroluminescentes (LED), sur 8 digits ou 6 digits selon circuit, mais sa consommation n'a pas été comprise dans les valeurs citées. Pour les attaquer, le 7205 peut débiter 13 mA par segment avec un rapport cyclique de 16,7 % et sous 3,8 V, alors que le 7045 débite 18 mA en crête par segment, avec un rapport cyclique de 12,5 %.

# CINQ COMMANDES D'AFFICHEURS PAR CIRCUITS INTÉGRÉS

Pour simplifier les circuits de commande des afficheurs, les fabricants ont intégrés ceux-ci. Le choix d'un circuit intégré de commande fait intervenir de nombreuses considérations : format des informations (avec ou sans virgule — ou point-décimal, codage en BCD...), format de l'afficheur (organisation du réseau), courant...

Certains circuits autorisent une régulation du courant pour chacun des segments de l'afficheur ; pour d'autres, il faudra passer par des résistances séries adaptées pour pallier la dispersion des caractéristiques. En affichage dynamique (impulsions), on a alors tendance à alimenter la partie affichage sous 10 V.

Quel que soit le mode de régulation de courant choisi (résistance ou source de courant), un même débit par segment donne des résultats différents selon les classes de brillance indiquées sur les boîtiers des afficheurs. Pour ajuster la brillance d'un affichage dynamique, il est possible d'ajuster la valeur du courant, mais il est souvent plus simple de jouer sur la durée du signal de validation du commutateur de caractères.

Les circuits intégrés commandant les cathodes, par exemple, il faudra également prévoir une commutation d'anode. Étant donné que ces commutateurs doivent débiter jusqu'à huit fois le courant crête par segment, il est souvent nécessaire de recourir à des transistors PNP qui dissipent successivement et peuvent donc, avantageusement, être dans un même boîtier « dual-in-line ».

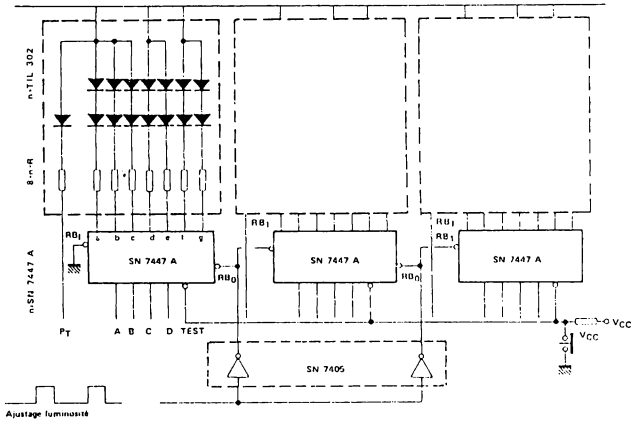



**Fig. 1. — Affichage statique sur n chiffres, commandé par des SN7447A de *Texas*.**

## Affichage statique

La figure 1 donne la structure logique d'un affichage de *n* chiffres codés en BCD parallèle (source : *Texas*). La mise à la masse des entrées « TEST » des décodeurs, permet de vérifier le bon fonctionnement de l'affichage en allumant tous ses éléments (génération du 8). L'effacement des zéros non significatifs est assuré par les liaisons $RB_0$-$RB_1$ entre les décodeurs : la propagation de l'effacement se fait alors des forts poids vers les faibles poids. Enfin, il est possible de moduler la luminosité de l'affichage, en appliquant un signal de rapport cyclique variable sur les entrées $RB_0$, à travers des inverseurs à collecteur ouvert (SN 7405 par exemple).

## Affichage multiplexé

Ce type d'affichage, de conception particulièrement simple, présente cependant l'inconvénient d'exiger le câblage d'un nombre élevé de composants, lorsque le nombre de chiffres à afficher dépasse 3 ou 4. Il est alors plus économique d'utiliser le principe décrit par la figure 2 où on se propose de multiplexer les informations correspondantes à N (= $2^n$), chiffres associés à leur point décimal. Pour N = 8 (n = 3), les 40 (5 × 8) informations d'entrée sont multiplexées par cinq multiplexeurs SN 74151, dont les entrées sont explorées séquentiellement au rythme des états d'un compteur SN 7490. Les informations d'entrée sont donc sérialisées sur 8 lignes seulement. Les 5 lignes de sortie des multiplexeurs transmettent l'information BCD et point décimal de chaque chiffre en série, tandis que les trois lignes issues du compteur fournissent leur position dans le temps.

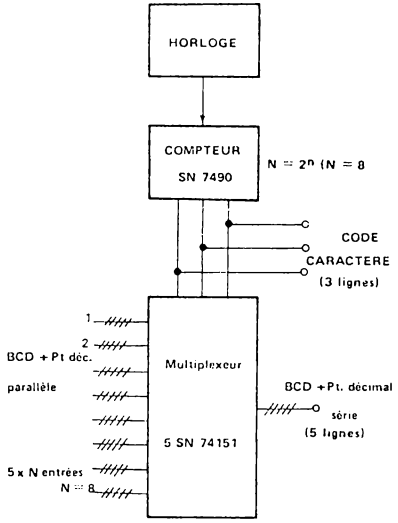



**Fig. 2. — Principe du multiplexage des afficheurs.**

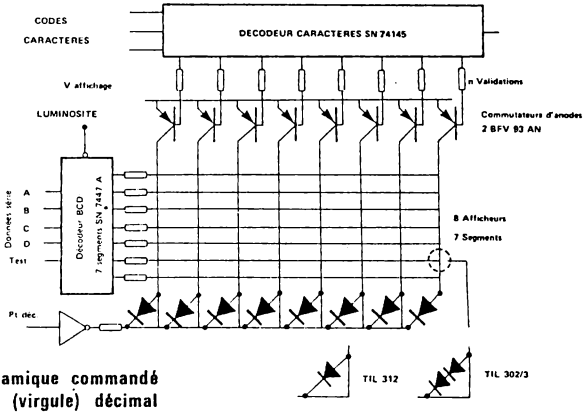



**Fig. 3. — Affichage dynamique commandé en BCD, avec le point (virgule) décimal en série.**

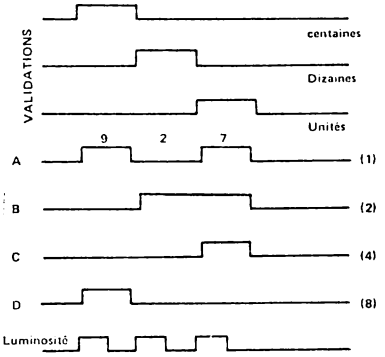



**Fig. 4. — Chronogramme correspondant à l'affichage du nombre 927.**

La figure 3, montre comment exploiter les signaux ainsi obtenus, en vue de la simplification du montage. Chaque afficheur y est symbolisé par une colonne de la matrice d'affichage. Ce schéma est utilisable jusqu'à 40 mA par segment, à partir d'une tension inférieure ou égale à 15 V. L'ajustement de luminosité peut être effectué grâce à l'entrée de validation du décodeur BCD-7 segments SN 7447 A.

La figure 4 indique un chronogramme correspondant au nombre 927, ainsi que le signal permettant d'ajuster la luminosité de l'affichage.

## Affichage à fort courant

S'il est nécessaire d'utiliser des courants supérieurs à 40 mA sous une tension d'affichage pouvant atteindre 30 V, le schéma de la figure 5

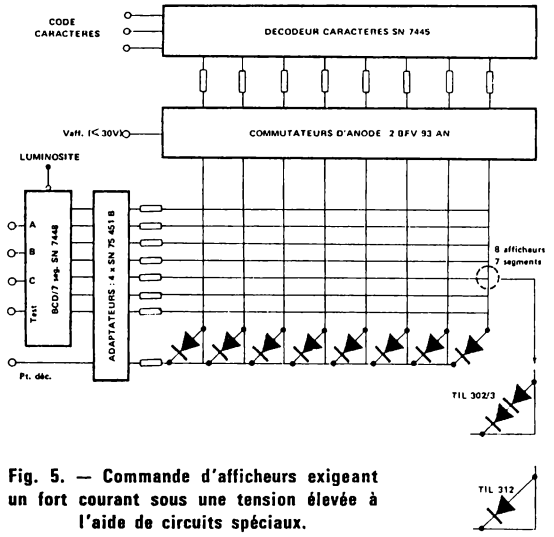



**Fig. 5. — Commande d'afficheurs exigeant un fort courant sous une tension élevée à l'aide de circuits spéciaux.**

peut être employé : le décodeur de caractères est maintenant le circuit SN 7445, tandis que les circuits d'interface SN 75451 B réalisent l'amplification du courant entre le décodeur BCD/7 segments SN 7448 et les segments eux-mêmes.

## Afficheurs avec logique intégrée

Allant plus loin dans la voie de l'intégration, les fabricants ont proposé des afficheurs comprenant déjà leur propre logique. Pour compléter cette

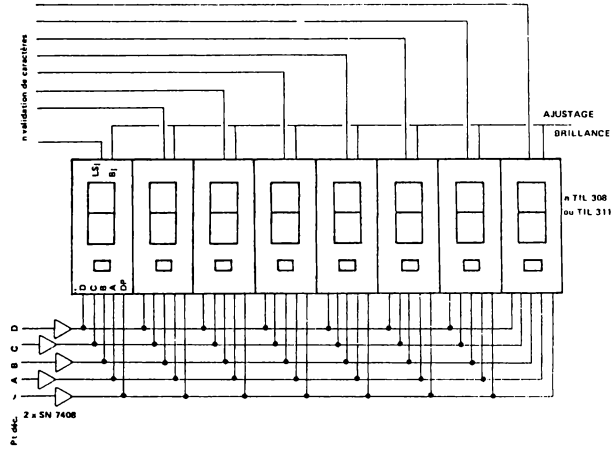



**Fig. 6. — Afficheurs avec logique intégrée : affichage statique sur 7 segments, commandé en BCD, avec point décimal.**

série, on va à nouveau se reporter à des éléments *Texas* (mais il y en a bien d'autres...).

La figure 6 souligne ainsi la simplicité atteinte à l'aide d'une logique intégrée incorporée à l'afficheur. Les informations BCD et point décimal sont appliquées, en parallèle, aux *n* afficheurs qui reçoivent, par ailleurs, les validations successives de caractères.

L'affichage est ici statique ; les afficheurs mentionnés sont le TIL 308, pilotant 7 segments avec sorties BCD, et le TIL 311 pour affichage hexadécimal.

## Compteur décimal

Sur ce même principe, on peut concevoir des dispositifs de comptage, tels que celui de la figure 7. On a réalisé là un compteur décimal avec

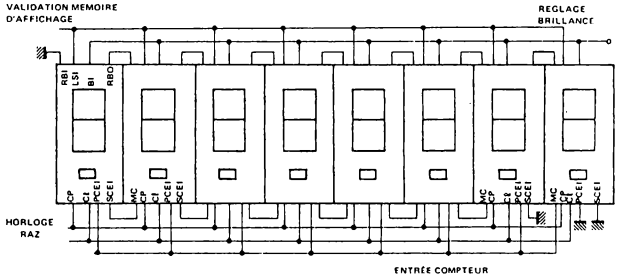


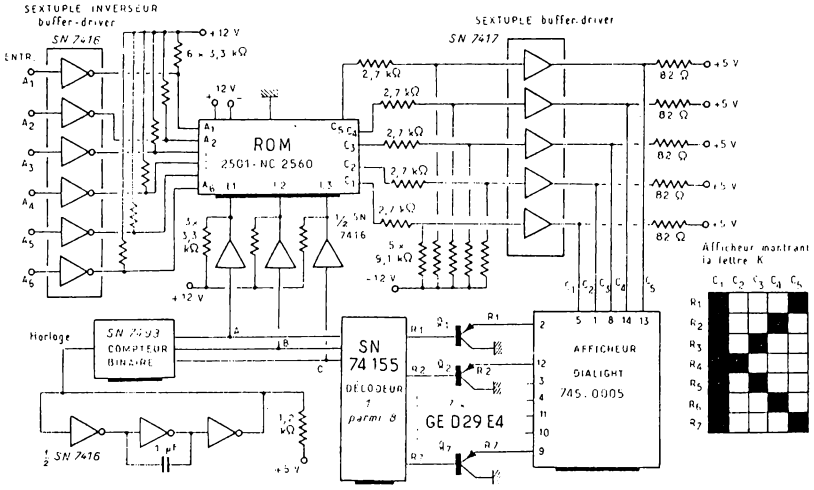

**Fig. 7. — Réalisation d'un compteur décimal avec afficheurs à logique intégrée type TIL 306; ceux-ci fournissent une sortie en BCD, si nécessaire.**

affichage, à l'aide d'afficheurs à logique intégrée du type TIL 306. Ces afficheurs comportent la possibilité d'effacement des « 0 » non significatifs et la luminosité de l'ensemble peut être ajustée par l'entrée $B_1$.

# AFFICHAGE ALPHANUMÉRIQUE SUR RÉSEAU 35 POINTS

Le schéma suivant offre l'avantage de bien montrer les fonctions dévolues à un système d'affichage alphanumérique sur un réseau de diodes électroluminescentes en un circuit intégré.

Ce circuit, c'est le 745-0005 E de *Dialight*, réseau de 35 LED en matrice de 5 par 7. Le caractère codé à afficher est fourni par un dispositif externe, sur les 6 lignes $A_1$ à $A_6$, en code ASCII par exemple, et appliqué à une mémoire morte.




**Autre exemple d'un système complet commandant l'affichage sur un réseau 35 points à partir d'une entrée codée.**

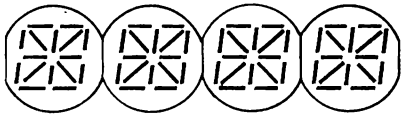
Les 7 rangées du circuit d'affichage sont balayées en séquence, sous commande d'une horloge et d'un décodeur à 1 parmi 8, et c'est la ROM qui pilotera les LED via ses cinq sorties. En fait, le SN 74155 utilisé ici est un double décodeur, monté en décodeur à 1 parmi 8.

Supposons qu'on veuille afficher la lettre K ; le code ASCII correspondant est 001011 ; il est appliqué via les buffers inverseurs à la ROM. Le compteur binaire émet en permanence ABC en cycles couvrant de 000 à 111, et vice-versa, de 111 à 000. Lorsque ABC = 000, les sorties $C_1$ et $C_5$ de la ROM sont hautes et $C_2$, $C_3$ et $C_4$ sont basses, ce qui correspond à la première ligne de la lettre analysée. A l'impulsion d'horloge suivante, on change de ligne, et la ROM fournit un nouveau code, etc.

# AFFICHEUR ALPHANUMÉRIQUE 16 SEGMENTS POUR MICROPROCESSEURS

Les afficheurs 7 segments conviennent au numérique jusqu'à l'hexadécimal. L'alphanumérique relève des réseaux type 5 × 7 points, ou encore des 16 segments. C'est en dotant « d'intelligence » un quadruple afficheur 16 segments que *Litronix* a réalisé le DL 1416, directement connectable à la plupart des microprocesseurs.

Chaque digit peut afficher les 64 caractères du code ASCII (fig. 1). La logique intégrée à l'afficheur, complexe (fig. 2), lui permet de se connecter directement au 8080 de la figure 3, ou 4 fois 4 digits sont exploités, ou au Z 80 (fig. 4), les autres types de microprocesseurs étant aussi facilement utilisés.



Digit 3 — Digit 2 — Digit 1 — Digit 0

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $A_0$ | H | L | H | L |
| $A_1$ | H | H | L | L |

Adressage

| | D0 | L | H | L | H | L | H | L | H |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | D1 | L | L | H | H | L | L | H | H |
| | D2 | L | L | L | L | H | H | H | H |
| D0 D1 D2 D3 | | | | | | | | | |
| L H L L | | | | | | | | | |
| L H L H | | | | | | | | | |
| L H H L | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
| L H H H | 8 | 9 | | | | | | | |
| H L L L | @ | A | B | C | D | E | F | G | |
| H L L H | H | I | J | K | L | M | N | O | |
| H L H L | P | Q | R | S | T | U | V | W | |
| H L H H | X | Y | Z | | | | | | |

**Fig. 1. — Structure de l'afficheur DL1416, à 4 digits de 16 segments, et table d'adressage (en haut).**

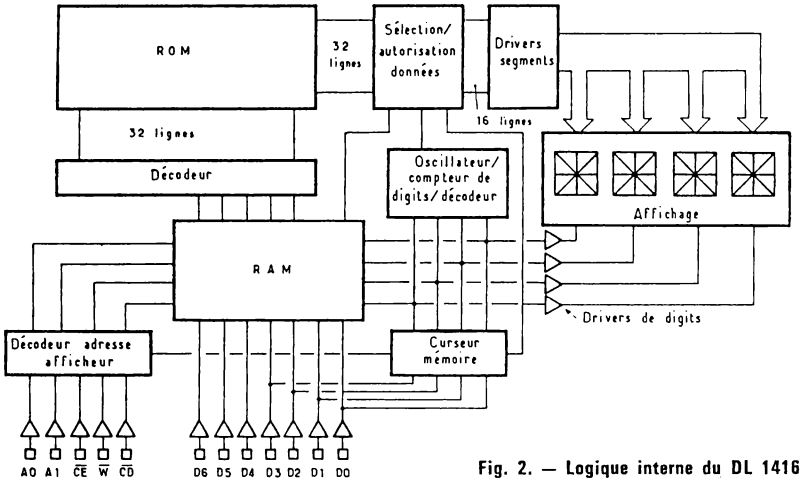



**Fig. 2. — Logique interne du DL 1416.**

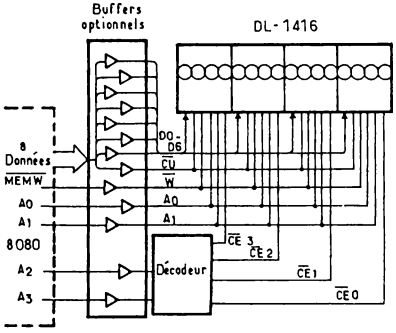



**Fig. 3. — Connexion du DL 1416 à un 8080.**

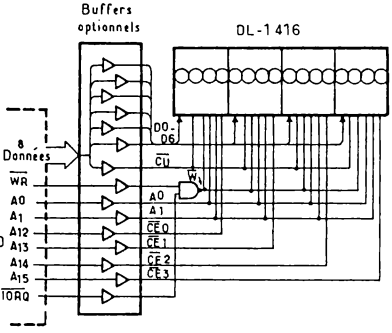



**Fig. 4. — Connexion du DL 1416 à un Z80.**

# INDICATEUR DE POSITION ET VOLTMÈTRE A MICROPROCESSEUR

L'intérêt du premier schéma, c'est qu'il montre comment, à l'aide d'un microprocesseur, on commande un affichage à LED sur 4 digits dans l'exécution d'une mission précise, ici une indication de position.

Le microprocesseur employé est un TMS 1000, à mots de 4 bits, proposé par *Texas* (qui est l'auteur de ce montage). La position à afficher est déterminée par un potentiomètre. On dispose ainsi d'une information analogique, laquelle est convertie en numérique par le tout récent TL 505, convertisseur analogique-numérique, qui attaque à son tour un microprocesseur TMS 1000. Ce dernier peut exécuter toutes opérations éventuelles et commande l'affichage sur 4 digits (fig. 1).

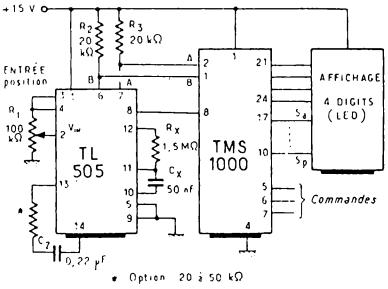



**Fig. 1. — Affichage de la position d'un potentiomètre sur 4 digits, avec deux circuits intégrés (dont un microprocesseur!).**

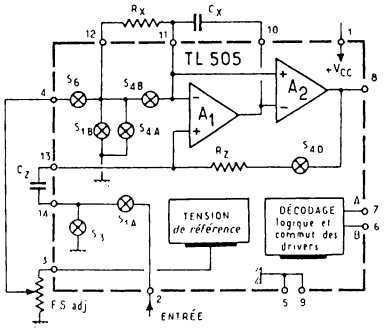



**Fig. 2. — Synoptique du convertisseur analogique-numérique 3 digits type TL 505.**

Ce schéma fait intervenir un TL 505, qui contient dans un unique boîtier tous les éléments analogiques nécessaires à la réalisation d'un convertisseur double rampe unipolaire avec un zéro automatique (fig. 2) : amplificateur opérationnel, comparateur, tension de référence, interrupteurs analogiques et commandes d'interrupteurs. La logique nécessaire pour la conversion double rampe peut-être fournie par le microprocesseur

associé, sur la base d'une programmation type ; elle peut aussi être réalisée au moyen de dispositifs discrets.

Le convertisseur TL 505 et le microprocesseur TMS 1000 peuvent fonctionner ensemble sous une tension unique de 15 volts, donc être alimentés ensemble par une batterie. La précision de la conversion est de 0,1 %, la tension de référence est intégrée à la puce, le zéro est automatique et les entrées ont la forte impédance des entrées MOS.

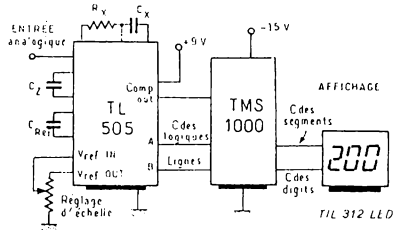


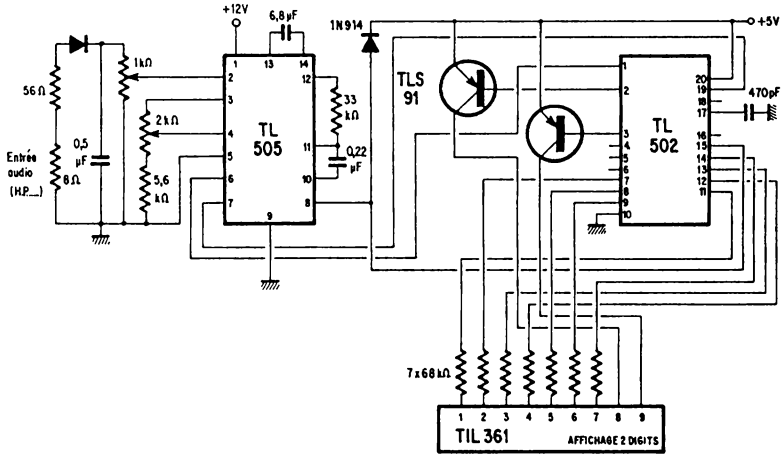

**Fig. 3. — Le TL 505 convertit (chacun son tour!) en voltmètre numérique, toujours avec un TMS 1000.**

Une conversion analogique-digitale avec résultat en BCD à 3 chiffres est obtenue en 500 millisecondes quand on utilise ensemble un TL 505 et un TMS 1000. L'utilisation simultanée des deux dispositifs est particulièrement indiquée pour les applications qui ne nécessitent pas de changements rapides, comme par exemple les contrôleurs de température, les balances, etc. On peut conseiller, dans ce genre d'application, l'utilisation de potentiomètres optiques, à piste sans contact (donc inusables!) tels que ceux proposés par *Silec-Précis*, ou alors à piste plastique à très longue durée de vie (*MCB*, par exemple).

Une autre application de ce type de montage est donnée figure 3. C'est celle d'un voltmètre avec affichage sur 3 digits et conversion en 100 ms environ. En « prise directe », la tension d'entrée peut varier de 0 à 4 V. L'afficheur est un TIL 312 de *Texas*.

# WATTMÈTRE AUDIOFRÉQUENCE

Puisqu'on a évoqué des applications recourant au convertisseur analogique-numérique TL 505, donnons encore celle-ci : celle d'un wattmètre audio. Elle n'est plus microprocessorisée.

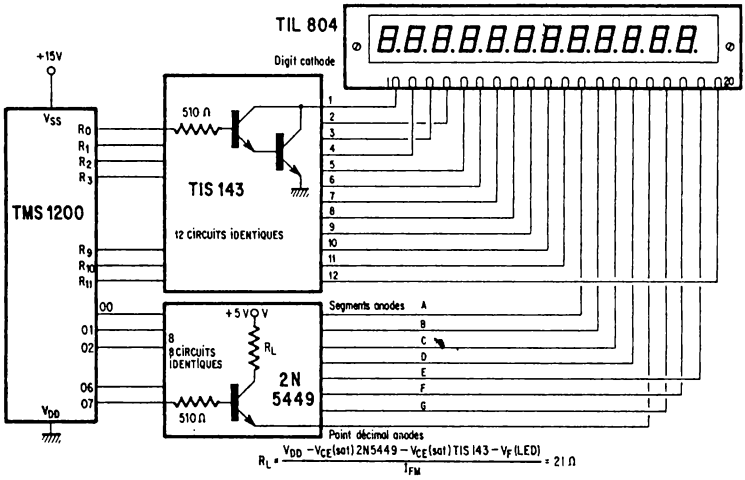



**Wattmètre BF à afficheur TL 502.**

C'est ce TL 505 qui convertit la puissance audio en numérique ; il attaque un TL 502 chargé d'exécuter les conversions nécessaires à l'affichage, celui-ci étant assuré par les deux digits d'un afficheur TIL 361. (Tous les circuits cités sont de *Texas*.)

# AFFICHAGE SUR BARRETTE 12 DIGITS COMMANDÉ PAR UN MICROPROCESSEUR

Le nombre de digits que les fabricants assemble pour proposer des afficheurs monoblocs est très variables. *Texas* a réalisé, pour sa part, une barrette de 12 digits sous la référence TIL 804. Les digits sont de 1/4 de pouce de hauteur, soit environ 6 mm. Leur commande est multiplexée et peut être assurée par un microprocesseur, ici un TMS 1200, via des Darlington TIS 143 d'attaque des cathodes, et des transistors 2 N 5449 pour les segments. Le cycle utile alloué à un digit est de 1/12 du temps, soit 8,3 %.




**Afficheur 12 digits commandé par un microprocesseur type TMS 1200.**

# UTILISATION D'UNE INTERFACE SPÉCIALISÉE AVEC MICROPROCESSEUR

Fréquemment, il est demandé à un microprocesseur de commander un affichage sur un certain nombre de digits, du type à 7 segments (ou 8, avec le point décimal). Il faut alors prévoir les circuits de commande indispensables, de multiplexage et de rafraîchissement. Cela n'est guère difficile à réaliser, mais pour réduire encore la peine des utilisateurs, divers fabricants proposent des circuits d'interface spécialisés, et parmi eux, *National Semiconductor*. Cette société a, en effet, mis au point un circuit d'interface, s'intercalant entre le microprocesseur et l'affichage, et capable d'assumer à lui seul l'ensemble des fonctions prescrites. Ce circuit, c'est le MM 74 C 911 avec ses deux variantes : 912 et 913, la première pilotant 4 digits et 8 segments, la seconde 6 digits et 8 segments, et la troisième 6 digits et 7 segments, par conséquent sans point décimal.

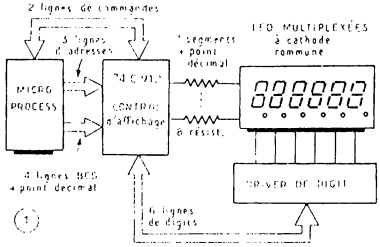



**Fig. 1. — Comment le 74C912 s'insère dans la chaîne d'affichage.**

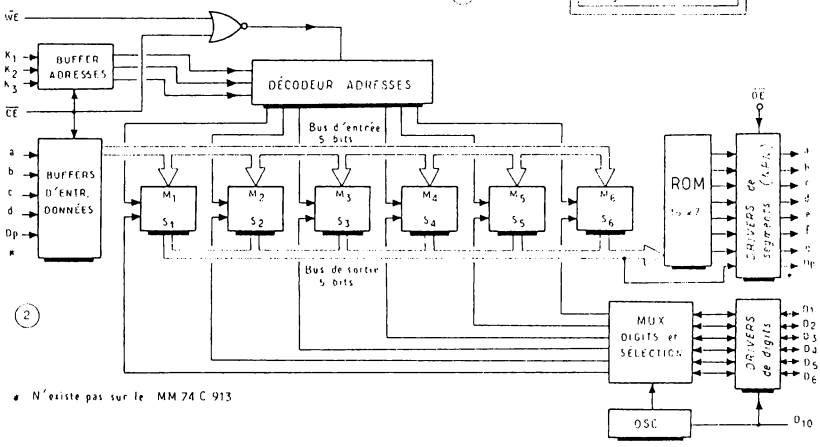



**Fig. 2. — Structure du 74C912.**

La figure 1 montre le mode d'emploi du 74 C 912. Il reçoit 3 lignes d'adresses du microprocesseur ainsi que 4 lignes transférant, en BCD, l'information à afficher, et 2 lignes de commandes. Huit résistances le relient à l'afficheur à 6 digits, ici, chaque ligne attaquant une série de segments ou les points décimaux ; d'autre part, une autre voie transportant un mot de 6 bits attaque le driver de digit, lequel active à son tour l'affichage. Cet affichage est à diodes électroluminescentes (LED) à cathodes communes.

La structure interne du 74 C 912 est dessinée figure 2. C'est un circuit en technologie CMOS, alimenté sous 5 V, Il est présenté en boîtier à 28 broches (24 broches pour sa version simplifiée, sans commande de point décimal, MM 74 C 913). On voit qu'il comprend une ROM de 19 × 7 bits assurant le décodage BCD.

# COMMANDE ET AFFICHAGE DE POSITION DE BANDE D'UN MAGNÉTOPHONE

Dans la série des compteurs que propose *Interstil* a été présenté le ICM 7217/7227, qui offre la particularité suivante : il dispose d'un registre comparé en permanence au compteur, ce qui permet de prédéterminer une valeur de comptage (sur 4 digits).

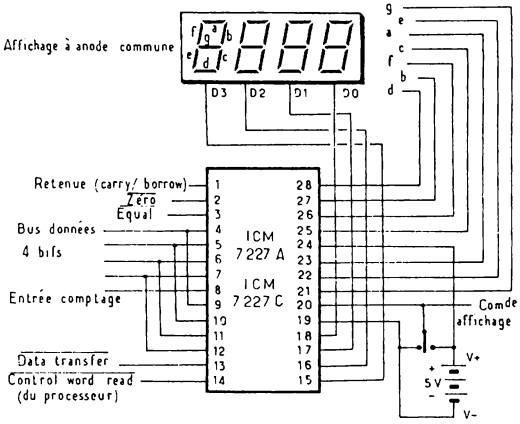



**Fig. 1. — Les ICM 7217 avec pré-affichage sur compteur mécanique (schéma de test).**

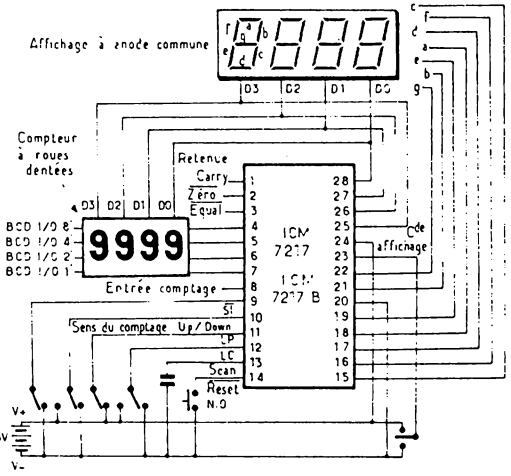



**Fig. 2. — Ici, la pré-détermination est fournie par un microprocesseur (schéma de test).**

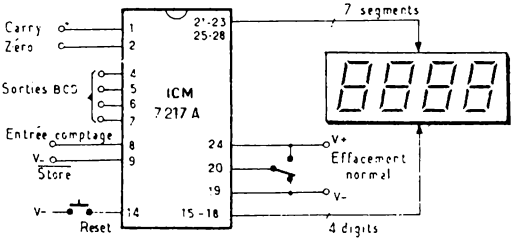



**Fig. 3. — Montage de base avec sorties BCD.**

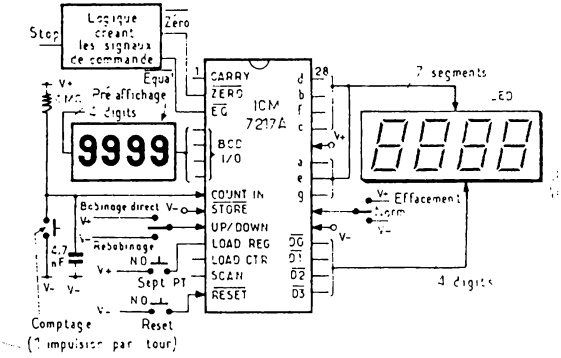


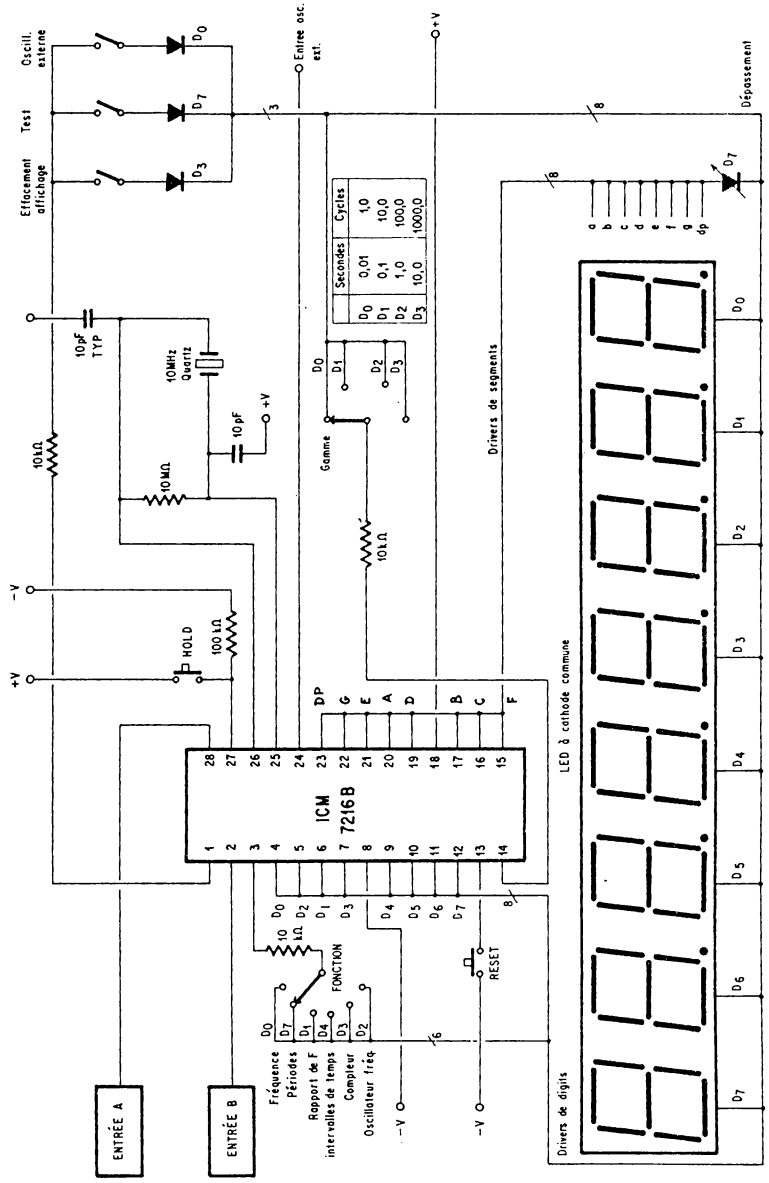

**Fig. 4. — Pour un magnétophone : le 7217 commande et affiche la position de la bande.**

Pratiquement, un afficheur rotatif sert à déterminer le seuil requis avec le 7217. Mais si l'on confie cette mission à un microprocesseur, c'est le 7227 qui entrera en piste.

Tous deux attaquent des affichages à LED, multiplexés, en 7 segments avec anode ou cathode commune. Ils fournissent trois signaux principaux de sortie : *retenue* pour leur mise en cascade éventuelle ; *zéro* lorsque le comptage a atteint la valeur nulle ; *égalité* lorsqu'il y a correspondance avec la pré-détermination.

Ces compteurs 4 décades (9999), qui existent d'ailleurs en versions 5959 maximum, sont présentés en boîtiers à 28 broches. Les figures 1 et 2 les montrent en montages de test, ce qui rend évident leur emploi. L'application la plus simple est constituée par un simple compteur 4 digits avec sorties BCD ; un inverseur commande l'effacement ou, en position travail, l'affichage avec suppression des zéros inutiles (fig. 3). Mais il servira encore de timer de précision, de compteur réversible, de commande et affichage de position de bande pour un enregistreur magnétique (fig. 4), de tachymètre, de capacimètre, etc.

# COMPTEUR UNIVERSEL 8 DIGITS




Compteur universel 8 digits.

Tout à la fois fréquencemètre, compteur de périodes ou d'événements, ratiomètre, intervalemètre, le circuit monolithique ICM 7216 de *Intersil* mène à des schémas très dépouillés. Dans la figure, un compteur 10 MHz a été réalisé ; l'affichage est assuré sur 8 digits à diodes électroluminescentes (LED), avec point décimal.

Présenté en boîtier à 28 broches, ce ICM 7216 a été réalisé en technologie « MAXCMOS », variante de la CMOS (MOS complémentaires) traditionnelle. Il regroupe quelque 4 000 points actifs (transistors) sur une puce de 16 $mm^2$ environ, ce qui explique qu'il remplace, à lui seul, bien des composants.

En fréquencemètre, il travaille de zéro à 10 MHz, avec des temps de comptage de 0,01 s, ou 0,1 s, 1 s et 10 s. En périodemètre, ratiomètre et intervalemètre, il opère sur 1 cycle, 10 cycles, 100 ou 1 000 cycles ; il mesure des temps de 0,5 µs à 10 s.

Pour la meilleure précision, le quartz qui lui est associé, de 1 ou 10 MHz, doit offrir la meilleure stabilité. Les circuits d'oscillateurs sont, eux, internes au circuit. Ce dernier génère les signaux de multiplexage, efface les zéros inutiles, et indique les dépassements.

A l'état de veille, il coupe l'alimentation des LED et ne consomme plus que 10 mW. Il peut commuter jusqu'à 250 mA par digit, attaquant ainsi directement leurs segments, le multiplexage est assuré à 500 Hz avec un cycle utile de 12,5 %. L'alimentation est de 5 V (6 V max.).

# Appendice

# Tableaux complémentaires

Les tableaux suivants définissent le spectre électromagnétique, les principales unités et les facteurs de conversion.

Dans les tables de conversion (source : *RTC*), on obtiendra la valeur cherchée en unités Y en multipliant la valeur mesurée en unités de la colonne X par la facteur de conversion situé à l'intersection de X et de Y.

Parce qu'on rencontrera dans les documents d'origine anglo-saxonne des unités et désignations d'outre-Océan, on a également reproduit ici leur tableau. Dans celui-ci, $\omega$ est l'angle solide sous lequel le flux est émis; 0 est l'angle formé par la normale à la surface considérée et l'angle de vision; $\lambda$ est la longueur d'onde; alors que les lettres W et L s'appliquent à « *émis de* » tandis que H et E se réfèrent à « *incident à* ».

Spectre électromagnétique

Définition des grandeurs photométriques

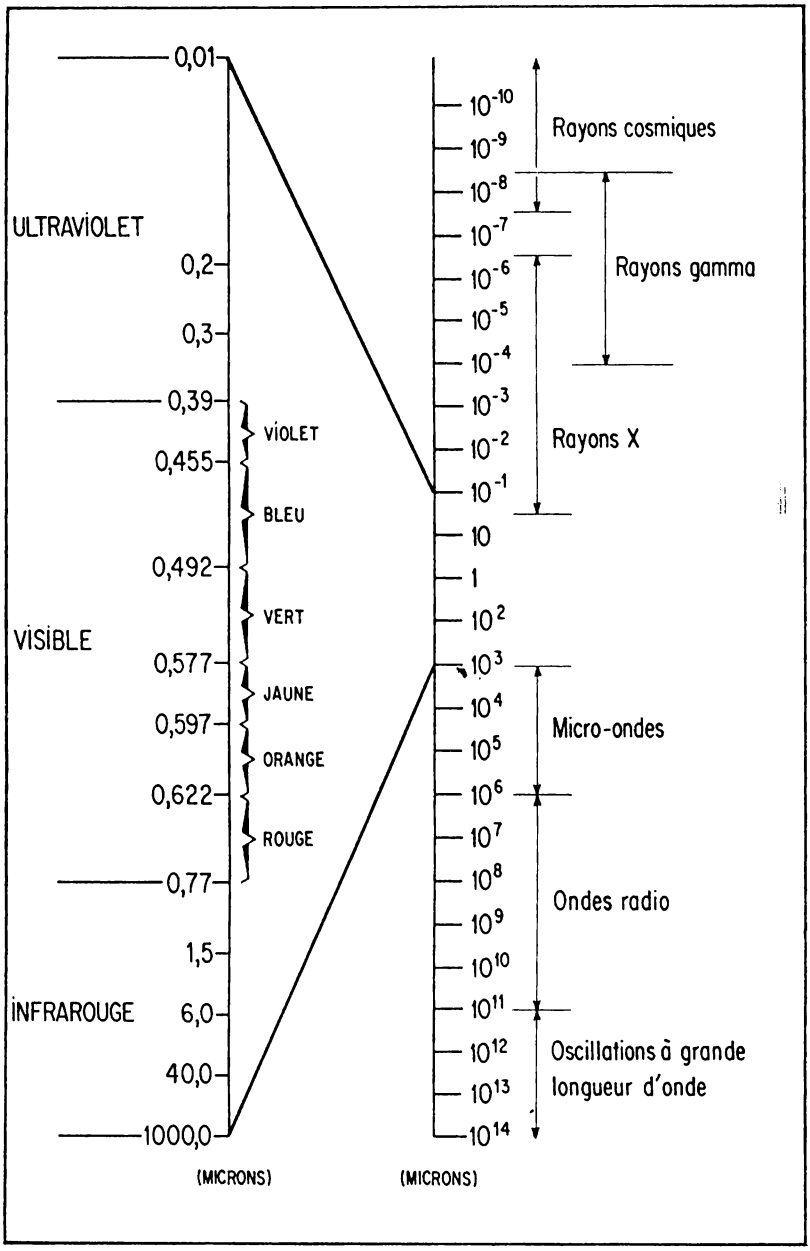
Correspondance des unités photométriques (visible) et énergétiques (non visible)

Tableau de conversion des unités d'éclairement

Tableau de conversion des unités de luminance

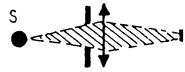
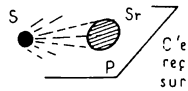
Les unités vues par les Anglo-Saxons

(Source : Monsanto, AN 301)




**Spectre électromagnétique.**

**Définition des grandeurs photométriques.**

| GRANDEURS | DÉFINITIONS | GRAND. ÉNERGÉT. | | GRAND. VISUELLE | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | SYMBOLES | UNITÉS | SYMBOLES | UNITÉS |
| *Flux* | C'est la puissance totale émise par la source | $\Phi_e$ | Watt $w$ | $\Phi_v$ | Lumen $lm$ |
| *Intensité* | C'est la puissance émise par unité d'angle solide | $I_e = \frac{\Phi_e}{\Omega}$ | $W_{sl}^{-1}$ | $I_v = \frac{\Phi_v}{\Omega}$ | $cd$ (candela) $lm\ sr^{-1}$ |
| *Luminance* |  C'est l'intensité par unité de surface apparente émissive | $L_e = \frac{I_e}{Sapp}$ | $Wsr^{-1}m^{-2}$ | $L_v = \frac{I_v}{Sapp}$ | * $cdm^{-2}$ |
| *Eclaire-ment* |  C'est la puissance reçue par unité de surface | $E_e = \frac{\Phi_e}{Sr}$ | $Wm^{-2}$ | $E_v = \frac{\Phi_v}{Sr}$ | $lmm^{-2}$ = $lux$ |

* On peut aussi exprimer la luminance visuelle en Foot-Lambert pour une source lambertienne ; dans ces conditions l'équivalence est la suivante :

$1\ FL = 3{,}42\ cdm^{-2}$

**Tableau de conversion éclairement.**

| X \ Y | Lux | Phot | Foot Candle |
|---|---|---|---|
| Lux | 1 | $10^{-4}$ | 0,0929 |
| Phot | $10^{4}$ | 1 | 929,0 |
| Foot Candle | 10,674 | $10{,}674.10^{-4}$ | 1 |

## Tableau de correspondance des unités.

| UNITES : Photométriques (visibles) | | | | Energétiques non visibles |
|---|---|---|---|---|
| Définition | Système MKS | Système CGS | Unités Anglo-saxonnes | Système SI |
| **1 — Unités basées sur l'intensité** | | | | |
| *Flux de lumière* (équivalent à une puissance totale) | Lumen | Lumen | Lumen | Watt |
| *Intensité* Flux émis par unité d'angle solide | Candéla (lumen/stéradian) | Candéla | Candéla | Watt/Sr ou $W.Sr^{-1}$ |
| *Luminance* Intensité émise par l'unité de surface de la source | Nit (candéla/$m^2$) | Stilb (candéla/$cm^2$) | Candle per square foot Candle per square inch | Watt/Sr.$m^2$ ou $W.Sr^{-1}m^{-2}$ |
| *Eclairement* Quantité de lumière reçue par unité de surface | Lux (lumen/$m^2$) | Phot (lumen/$cm^2$) | Foot Candle lumen/sq. foot | Watt/$m^2$ ou $W.m^{-2}$ |
| **2 — Unités basées sur le diffuseur de Lambert** | | | | |
| *Luminance* Luminance du diffuseur dont la radiance est de 1 lumen par unité de surface | Apostilb (rayonnement de 1 lux) | Lambert (rayonnement de 1 phot) | Foot-Lambert (rayonnement de 1 foot candle) | |

## Tableau de conversion luminance.

| X \ Y | Nit | Stilb | Candle p. sq. Foot | Candle p. sq. Inch | Apostilb | Lambert | Foot Lambert |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Nit Candela/$m^2$ | 1 | $10^{-4}$ | 0,0929 | $6,452.10^{-4}$ | 3,142 | $3,142.10^{-4}$ | 0,2919 |
| Stilb Candela/$cm^2$ | $10^4$ | 1 | 929 | 6,452 | 3142 | 3,142 | 2919 |
| Candle p. sq. foot | 10,76 | $10,76.10^{-4}$ | 1 | $6,944.10^{-4}$ | 33,82 | $3,382.10^{-3}$ | 3,142 |
| Candle p. sq. inch. | 1550 | 0,155 | 144 | 1 | 4869 | 0,4869 | 452,4 |
| Apostilb | 0,3183 | $3,183.10^{-5}$ | 0,0296 | $2,054.10^{-4}$ | 1 | $10^{-4}$ | 0,0929 |
| Lambert | 3183 | 0,3183 | 295,7 | 2,054 | $10^4$ | 1 | 929,0 |
| Foot Lambert | 3,426 | $3,426.10^{-4}$ | 0,3183 | $2,21.10^{-3}$ | 10,764 | $1,076.10^{-3}$ | 1 |

**Nota** : Lumen et candela (bougie) sont communs à tous les systèmes.

## Les unités optiques vues par les anglo-saxons.

| | Parameter and Symbol | | Definition | Units | Abbrev. |
|---|---|---|---|---|---|
| RADIOMETRIC | Radiant Energy | $Q_e$ | | erg<br>joule<br>calorie<br>kilowatt-hour | <br>J<br>cal<br>kWh |
| | Radiant Flux | P | $P = \frac{dQ_e}{dt}$ | erg per second<br>watt | $erg\ s^{-1}$<br>W |
| | Radiant Emittance (see Note 2) | W | $W = \frac{dP}{dA}$ | watt per sq. cm,<br>watt per sq. m, etc. | $W\ cm^{-2}$<br>$W\ m^{-2}$ |
| | Irradiance | H | $H = \frac{dP}{dA}$ | watt per sq. cm,<br>watt per sq. m, etc. | $W\ cm^{-2}$<br>$W\ m^{-2}$ |
| | Radiant Intensity (see Note 1) | J | $J = \frac{dP}{d\omega}$ | watt per steradian | $W\ sr^{-1}$ |
| | Radiance (see Note 1) | N | $N = \frac{d^2P}{d\omega(dA \cos \Theta)}$<br>$N = \frac{dJ}{(dA \cos \Theta)}$ | watt per steradian and sq. cm<br>watt per steradian and sq. m | $W\ sr^{-1}\ cm^{-2}$<br>$W\ sr^{-1}\ m^{-2}$ |
| PHOTOMETRIC | Luminous Efficacy | K | $K = \frac{F}{W}$ | lumen per watt | $lm\ W^{-1}$ |
| | Luminous Efficiency | V | $V = \frac{K}{K_{maximum}}$ | | |
| | Luminous Energy (quantity of light) | $Q_v$ | $Q_v = \int_{380}^{760} K(\lambda) Q_e \lambda d\lambda$ | lumen-hour<br>lumen-second (talbot) | lm h<br>lm s |
| | Luminous Flux | F | $F = \frac{dQ_v}{dt}$ | lumen | lm |
| | Luminous Emittance (see Note 2) | L | $L = \frac{dF}{dA}$ | lumen per sq. ft | $lm\ ft^{-2}$ |
| | Illumination (illuminance) | E | $E = \frac{dF}{dA}$ | footcandle (lumen per sq. ft.)<br>lux (lumen per sq. m)<br>phot (lumen per sq. cm) | fc<br>lx<br>ph |
| | Luminous Intensity (candlepower) | I | $I = \frac{dF}{d\omega}$ | candela (lumen per steradian) | cd |
| | Luminance (brightness) | B | $B = \frac{d^2F}{d\omega(dA \cos \Theta)}$<br>$B = \frac{dI}{(dA \cos \Theta)}$ | candela per unit area<br>stilb (candela per sq. cm)<br>nit (candela per sq. m)<br>foot-Lambert (cd per $\pi ft^2$)<br>apostilb (cd per $\pi m^2$)<br>Lambert (cd per $\pi cm^2$) | cd $in^{-2}$, etc.<br>sb<br>nt<br>ft-L<br>asb<br>L |

# Bibliographie

Pour en savoir davantage sur la théorie des LED et plus généralement, la théorie optique, on pourra se référer aux ouvrages suivants :

• *Optoelectronics Applications Manual*, préparé par Stan Gage, Dave Evans, Mark Hodapp et Hans Sorensen, de la division opto-électronique de Hewlett-Packard (édition Mac Graw Hill, 1977). C'est l'ouvrage le plus complet et le plus à jour à la fois sur les LED; environ 250 pages (21 × 28 cm).

• *Opto-électronique*, par R. Damaye, aux Éditions Radio : c'est l'ouvrage de base (228 pages), couvrant l'ensemble de l'opto-électronique.

• *Opto-électronique*, un fascicule publié en 1969 par RTC La Radiotechnique Compelec, de 76 pages (21 × 27 cm); spécialisé sur les LED, les récepteurs, les opto-isolateurs.

• *Opto-électronique*, par G. Broussaud, publié par Masson. Ce volume de 334 p. constitue un cours théorique complet d'opto-électronique.

On se limitera à ces quelques titres, pour ne pas allonger considérablement la liste, et on leur ajoutera les documents des fabricants. Beaucoup de ceux-ci seront en anglais... On pourra se référer avec profit aux diverses publications techniques, et en particulier à la revue « Électronique et Applications Industrielles », publiée par la *Société de Presse et de Services.*

# Table des matières


**I — Émetteurs de lumière : les LED** . . . . . 7

1. Historique . . . . . 7
2. Théorie de l'électroluminescence 8
3. Utilisation d'une jonction PN 9
4. Rendements des LED . . . . . 10
5. Linéarité de l'émission . . . . . 12
6. Aspect physique des LED . . . . . 13
7. Caractéristiques principales . . . . . 18
8. Détermination du point de fonctionnement . . . . 20
9. Intensité lumineuse moyenne . . . . . 21
   9.1. Intérêt de l'alimentation en pulsé . . . . . 23
10. Diodes infrarouges . . . . . 23
11. Les LED à travers les catalogues . . . . . 23

APPLICATIONS DES LED . . . . 29

1. Visualisation de la présence d'une tension . . . . . 30
2. Indicateur de mise sous tention en alternatif 33
3. Indicateur de polarité . . . . . 34
4. Visualisation d'états logiques TTL . . . . . 35
5. Indicateurs de fonctions logiques . . . . . 36
6. Affichage de niveaux MOS . . . . . 38
7. Indicateur d'états binaires . . . . . 39
8. Indicateur de parité . . . . . 40
9. Sonde logique. . . . . 41
10. Indicateur de fenêtre de tension . . . . . 42
11. Attaque de LED sous faibles tension et puissance par relaxateur . 43
12. Flashes à UJT et PUT . . . . . 44
13. Attaque en pulsé d'une LED infrarouge . . . . . 45
14. Clignotants alternés . . . . . 46
15. Clignotant bicolore . . . . . 47
16. Indicateur intégré de tension fixe . . . . . 48
17. Commande simple d'émetteur infrarouge . . . . . 49

**II — Réseaux de LED** . . . . . 53

1. Commande de réseau linéaire avec entrée analogique . . . . 53
2. Commande de réseau linéaire avec entrée numérique . . . . . 57
   2.1. Commande par circuits logiques . . . . . 57

3. Organisation d'un réseau plan . . . . . 60
4. Élaboration du réseau plan . . . . . 61
5. Commande du réseau plan . . . . . 63
6. Commande par microprocesseur . . . . . 65

APPLICATIONS DES RÉSEAUX DE LED . . . . . 69

1. Échelle lumineuse à commande analogique pour mesure de niveau dans un réservoir . . . . . 70
2. Pentadétecteur de niveaux pour voltmètre ultra-simple . . . . . 72
3. Vu-mètre à 18 points, ou jauge potentiométrique . . . . . 73
4. Quatre applications d'échelles lumineuses à l'automobile . . . . 75
5. Commande d'échelle 30 points . . . . . 79

III — Les photorécepteurs . . . . . 83

1. Principes de la photoconduction . . . . . 83
2. Les photodiodes . . . . . 84
3. Exemples de photodiodes . . . . . 86
4. Deux montages types à photodiodes . . . . . 88
5. Le phototransistor . . . . . 89
6. Le photothyristor . . . . . 91

APPLICATIONS DES PHOTORÉCEPTEURS . . . . . 93

1. Commandes automatiques d'éclairage de nuit . . . . . 94
2. Commandes optiques de portes de garage . . . . . 96
3. Trois détecteurs pour alarmes . . . . . 99
4. Détection d'embouteillage sur chaîne de production . . . . . 101
5. Photorelais simple pour comptages . . . . . 102
6. Détection de lumière . . . . . 103
7. Commutateur avec hystérésis . . . . . 104
8. Convertisseur tension-fréquence . . . . . 105
9. Comptage par transmission avec tête monobloc . . . . . 106
10. Tachymètre à sortie analogique . . . . . 108
11. Mesure d'angles ou de vitesses et du sens de rotation . . . . . 109
12. Lecteur de disque codé pour indicateur de position . . . . . 111
13. Mesure de longueurs quantifiées . . . . . 112
14. Mesure de petits déplacements par photodiodes en différentiel . . . 113
15. Photodétecteur à haute sensibilité . . . . . 115
16. L'équivalent d'un photomultiplicateur . . . . . 116
17. Régulateur d'éclairage pour projecteur . . . . . 117
18. Détecteur logarithmique pour posomètre . . . . . 118
19. Régulateur de haute tension . . . . . 119
20. Fonctions logiques à phototransistors . . . . . 120
21. Flash photographique asservi . . . . . 121
22. Attaque de portes logiques par couples diode-phototransistor . . . 122
23. Montage d'un phototransistor en photodiode . . . . . 125

24. Barrière optique rapide fonctionnant en impulsions . . . . . 125
25. Lecteur de cartes et de bandes perforées . . . . . 127
26. Commande différentielle d'un amplificateur opérationnel . . . . 129
27. Mesures par réflexion . . . . . 130
28. Transmissions BF infrarouges pour écoute au casque . . . . . 132
29. Télécommande 1024 voies . . . . . 135
30. Émetteur-récepteur pour fibres optiques . . . . . 143

**IV — Les photocoupleurs . . . . . 145**

1. Principes . . . . . 145
2. Caractéristiques . . . . . 147
3. Le photocoupleur en relais . . . . . 148
4. Logique TTL et photocoupleurs . . . . . 149
   4.1. Attaque par un élément TTL . . . . . 149
   4.2. Attaque d'une porte TTL . . . . . 150
   4.3. Exemple d'interface TTL-TTL . . . . . 151
5. Photocompteur en récepteur de ligne et immunité au bruit . 153
6. Immunité en présence de courants permanents de ligne . . 156
   6.1. Emploi de la base du phototransistor . . . . . 157
   6.2. Emploi de la caractéristique de diode . . . . . 157
   6.3. Détection d'une porteuse continue . . . . . 158
7. Photocoupleurs à faible courant . . . . . 159
8. Montages en relais de puissance . . . . . 159
9. Photocoupleurs pour fréquences élevées en logique . . . . 162
10. Transmissions analogiques . . . . . 163
11. Le photocoupleur-circuit intégré . . . . . 167

**APPLICATIONS DES PHOTOCOUPLEURS 169**

1. Opto-relais DPDT . . . . . 170
2. Relais 10A sous 24 V . . . . . 171
3. Photocoupleur chargé par un amplificateur opérationnel . . . . 172
4. Transmission de signaux binaires . . . . . 173
5. Opto-isolateur numérique . . . . . 174
6. Comment annuler l'effet du couplage capacitif des opto-coupleurs 175
7. Protection entre les bruits sur les lignes . . . . . 176
8. Isolateur différentiel . . . . . 177
9. Monostables . . . . . 178
10. Commande de triacs ou de relais . . . . . 179
11. Programmation numérique d'une alimentation par pas de 1V . . 180
12. Découpage haute tension (2 fois 600 V) . . . . . 182
13. Optocoupleurs 10 Mbits . . . . . 184
14. Protection des photocoupleurs contre les surtensions . . . . . 186
15. Opto-couplage analogique . . . . . 187
16. Préamplificateur d'électrocardiographe . . . . . 188
17. Opto-couplage numérique pour signaux analogiques . . . . . 189
18. Deux commandes bidirectionnelles de moteur . . . . . 190

19. Alimentation réversible . . . . . 192
20. Photocouplage en hi-fi . . . . . 193
21. Amplificateur de servocommande . . . . . 196

**V — Les afficheurs** . . . . . **199**

1. Organisation des afficheurs . . . . . 199
2. Afficheurs 7 segments . . . . . 202
3. Circuits de commande pour afficheurs 7 segments . . . . . 205
4. Afficheurs 16 segments . . . . . 210
5. Afficheurs 35 points . . . . . 212
6. Commande par microprocesseur . . . . . 214

**APPLICATIONS DES AFFICHEURS** **217**

1. Afficheur de caractères ASCII . . . . . 218
2. Indicateur de tableau 3 1/2 digits . . . . . 219
3. Voltmètre 3 1/2 ou 3 3/4 digits . . . . . 220
4. Fréquencemètre 6 ou 7 décades . . . . . 222
5. Calculatrice 8 digits . . . . . 223
6. Horloge intégrée . . . . . 224
7. Compteur de temps écoulé et chronomètre . . . . . 225
8. Cinq commandes d'afficheurs par circuits intégrés . . . . . 227
   Affichage statique . . . . . 228
   Affichage multiplexé . . . . . 228
   Affichage à fort courant . . . . . 229
   Afficheurs avec logique intégrée . . . . . 230
   Compteur décimal . . . . . 231
9. Affichage alphanumérique sur réseau 35 points . . . . . 232
10. Afficheur alphanumérique 16 segments pour μP . . . . . 233
11. Indicateur de position et voltmètre à μP . . . . . 235
12. Wattmètre audiofréquence . . . . . 237
13. Affichage sur barrette 12 digits commandé par μP . . . . . 238
14. Utilisation d'une interface spécialisée avec μP . . . . . 239
15. Commande et affichage de position de bande d'un magnétophone . 241
16. Compteur universel 8 digits . . . . . 243

**Appendice. — Tableaux complémentaires** **245**

Spectre électromagnétique . . . . . 246
Définition des grandeurs photométriques . . . . . 247
Table de conversion : éclairement . . . . . 247
Tableau de correspondance des unités . . . . . 248
Table de conversion : luminance . . . . . 248
Les unités optiques vues par les Anglo-Saxons . . 249

**Bibliographie** . . . . . **251**

Table des matières . . . . . 251

# Opto-électronique, 90 applications - L. Hédencourt

## Service lecteurs

(à retourner à S.E.C.F.-Éditions Radio, 9, rue Jacob, 75006 Paris)

Pour nous permettre de vous proposer des ouvrages toujours meilleurs, nous souhaiterions recevoir vos critiques, appréciations et suggestions sur le présent livre :

_____

_____

_____

_____

Quels sont les ouvrages (thème, sujet, niveau) que vous souhaiteriez voir publier par notre société ?

_____

_____

_____

_____

Nous vous remercions de votre confiance et de votre coopération.

S.E.C.F.-Éditions Radio

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement (mettre une croix dans la case) :

☐ Votre catalogue général (Electronique professionnelle et grand public, Informatique, Hi-Fi, Vidéo)

☐ Votre catalogue spécial informatique.

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

_____

Secteur d'activité et fonction : _____

_____

CENTRES D'INTÉRÊTS

☐ Electronique professionnelle

☐ Electronique de loisirs

☐ Hifi, Vidéo, CB

☐ Micro-informatique

Matériels : _____

_____

_____